

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

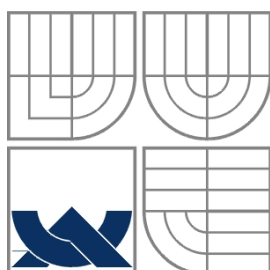
KOMPAKTNÍ MĚNIČ PRO BLDC MOTOR

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

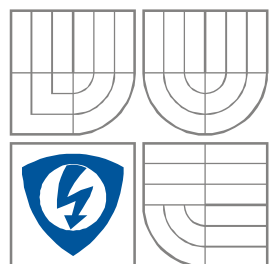
Bc. TOMÁŠ NEVŘIVÝ

BRNO 2013



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ**

**ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY
A ELEKTRONIKY**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC
ENGINEERING

KOMPAKTNÍ MĚNIČ PRO BLDC MOTOR

COMPACT INVERTER FOR BLDC MOTOR

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

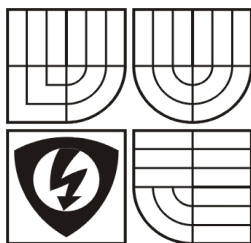
Bc. TOMÁŠ NEVŘIVÝ

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. PETR PROCHÁZKA, Ph.D.

BRNO, 2013



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Diplomová práce

magisterský studijní obor

Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika

Student: Bc. Tomáš Nevřivý

Ročník: 2.

ID: 119550

Akademický rok: 2012/13

NÁZEV TÉMATU:

Kompaktní měnič pro BLDC motor

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Realizujte a oživte měniče.
2. Provedte měření na funkčním vzorku.
3. Zhodnoťte dosažené výsledky.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Termín zadání: 17.9.2012

Termín odevzdání: 28.05.2013

Vedoucí projektu: Ing. Petr Procházka, Ph.D.

Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor semestrální práce nesmí při vytváření semestrální práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nepovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. Díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

Abstrakt

Práce se zabývá návrhem a realizací kompaktního měniče pro bezkartáčový elektromotor o mechanickém výkonu 600 W a jmenovitém momentu 1,6 Nm. Motor je koncipován na napětí meziobvodu 300 V. Důraz je kladen především na cenu a jednoduchost. Na základě toho je měnič navržen s jednoúčelovými obvody. Silová část je řešena pomocí obvodu FSBB15CH60C. Obvod je umístěn na samostatné desce silové elektroniky. Chlazení výkonového obvodu je provedeno povrchem konstrukce bezkartáčového elektromotoru. Řízení měniče zajišťuje obvod LB11696V, který je spolu s ovládacím obvodem NE556 umístěn na samostatné desce řídicí elektroniky. Kromě řídicího algoritmu v sobě obvod LB11696V integruje i ochrany nezbytné pro spolehlivý provoz měniče. Napájení elektroniky je provedeno pomocí univerzálního step-down měniče od společnosti MYRRA.

Abstract

The work describes the design and implementation of compact inverter for brushless DC motor, which have mechanical power 600 W and rated torque 1.6 Nm. Motor is designed for DC link voltage with value 300 V. The focus is placed on the cost and simplicity. On this basis, the inverter is designed for uses single purpose power and control circuit. The power part is solved using a circuit FSBB15CH60C. The circuit is placed on a separate board of power electronics. Cooling of the power circuit is performed by the surface structure of BLDC motor. Control of the inverter ensures circuits LB11696V and NE566. The both circuits are placed on separate board of control electronics. Circuit LB11696V contains a control algorithm, as well as protections, which are necessary for safe operation of the inverter. Power supply of electronics is performed using step-down converter from MYRRA company.

Klíčová slova

BLDC; Hallova sonda; Kompaktní měnič; LB11696V; Nadproudová limitace; FSBB15CH60C; NE555; Ochrana; Altium Designer; RS obvod; Střída; ESR; Ztráty; NdFeB; DPS

Keywords

BLDC; Hall probe; Compact inverter; LB11696V; Over current limit; FSBB15CH60C; NE555; Protection; Altium Designer; Flip-flop circuit; Duty; ESR; Losses; NdFeB; PCB

Bibliografická citace

NEVŘIVÝ, T. *Kompaktní měnič pro BLDC motor*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2013. 62 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Petr Procházka, Ph.D..

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma „Kompaktní měnič pro BLDC motor“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne

Podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Petru Procházkovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce. Dále děkuji Ing. Václavu Šimkovi z Fakulty informačních technologií za výrobu plošných spojů.

V Brně dne

Podpis autora



Obsah

SEZNAM OBRÁZKŮ.....	9
SEZNAM TABULEK	11
SEZNAM TABULEK	11
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK.....	12
1 ÚVOD.....	13
2 OBECNÝ POPIS BLDC (EC) MOTORU	14
2.1 PERMANENTNÍ MAGNETY	15
2.2 ZPŮSOB KOMUTACE CÍVEK	16
2.3 INDUKOVANÉ NAPĚTÍ A MOMENT	18
2.4 SNÍMÁNÍ OTÁČEK (POLOHY)	20
2.4.1 HALLŮV SNÍMAČ.....	20
2.4.2 OPTICKÝ SNÍMAČ	21
2.4.3 BEZSENZOROVÉ SNÍMÁNÍ	22
2.4.4 RESOLVER.....	23
3 KONCEPCE MĚNIČE.....	24
3.1 SILOVÁ ČÁST	24
3.1.1 PARAMETRY VÝKONOVÉHO MODULU	25
3.1.2 VÝPOČET ZTRÁT A ÚČINNOSTI.....	26
3.1.3 SNÍMÁNÍ PROUDU.....	29
3.1.4 ZESÍLENÍ SIGNÁLU	30
3.1.5 RYCHLÁ NADPROUDOVÁ OCHRANA	32
3.1.6 VÝPOČET PARAMETRŮ KONDENZÁTORU V MEZIOBVODU	34
3.1.7 DIMENZOVÁNÍ DIOD A PŘEDŘÁZENÉ POJISTKY	36
3.1.8 CELKOVÉ SCHÉMA	37
3.2 ŘÍDICÍ ELEKTRONIKA	38
3.2.1 PARAMETRY ŘÍDICÍHO OBVODU	38
3.2.2 PODPĚŤOVÁ OCHRANA	40
3.2.3 INTEGROVANÁ NADPROUDOVÁ OCHRANA (LIMITACE)	41
3.2.4 ŘÍZENÍ (STRÍDY) OTÁČEK.....	42
3.2.5 OVLÁDACÍ LOGIKA ŘÍDICÍHO OBVODU	43
1.1.1 PARAMETRY OBVODU NE556D.....	44
1.1.2 FUNKCE START/STOP	45
1.1.3 FUNKCE VPŘED/VZAD.....	45
3.2.6 CELKOVÉ SCHÉMA	46
3.3 DESKY PLOŠNÝCH SPOJŮ (DPS).....	47
3.3.1 SILOVÁ ELEKTRONIKA	48
3.3.2 ŘÍDICÍ ELEKTRONIKA	48
4 FUNKČNÍ VZOREK.....	49
5 ZÁVĚR.....	57

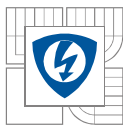


LITERATURA	58
PŘÍLOHY	60

SEZNAM OBRÁZKŮ

<i>Obrázek 2.1: Řez válcovým BLDC motorem (1.statorový svazek s vinutím, 2.rotorový svazek s PM magnety, 3.čidlo polohy, 4.elektronický měnič, 5.ventilátor); převzato od autora [1]</i>	14
<i>Obrázek 2.2: Vnější rotor a vnitřní stator BLDC motorku jako PC ventilátoru.....</i>	15
<i>Obrázek 2.3: Směry proudů ve statorových cívkách při jedné elektrické otáčky; převzato z [6]..</i>	17
<i>Obrázek 2.4: Fázové proudy a signály z Hallových sond; převzato z [6]</i>	17
<i>Obrázek 2.5: Ideální průběh proudů v jednotlivých fázích vinutí [5].....</i>	18
<i>Obrázek 2.6: Průběh funkce $n(\alpha)$ [5].....</i>	19
<i>Obrázek 2.7: Princip Hallova snímače, převzato z webové stránky [7].....</i>	20
<i>Obrázek 2.8: Halův snímač, vývody +5 V, GND, SIGNAL, převzato z webové stránky [9]</i>	21
<i>Obrázek 2.9: Inkrementální snímač; převzato z [10]</i>	21
<i>Obrázek 2.10: Absolutní snímač; převzato z [10]</i>	22
<i>Obrázek 2.11: Principiální schéma resolveru; převzato a upraveno z [12].....</i>	23
<i>Obrázek 2.12: Rotorová a statorová část resolveru, převzato z [11]</i>	23
<i>Obrázek 3.1: Výkonový modul Fairchild; převzato z [13]</i>	24
<i>Obrázek 3.2: Vnitřní blokové zapojení obvodu FSBB15CH60C; převzato z [13]</i>	26
<i>Obrázek 3.3: Tepelné schéma pro výpočet tepelného odporu</i>	28
<i>Obrázek 3.4: Bočník s neinvertujícím zesilovačem.....</i>	29
<i>Obrázek 3.5: Zapojení pinů operačního zesilovače TS912A; převzato z [16]</i>	31
<i>Obrázek 3.6: Sekundární nadproudová ochrana s optickou indikací sepnutí</i>	32
<i>Obrázek 3.7: Cyklický pokles napětí mezi pulzy; převzato a upraveno z [17]</i>	35
<i>Obrázek 3.8: Tvar odebíraného proudu usměrňovače ze sítě s první harmonickou</i>	36
<i>Obrázek 3.9: Celkové schéma zapojení silové části pro síť 230 V</i>	37
<i>Obrázek 3.10: Obvod LB11696B; převzato z [18]</i>	39
<i>Obrázek 3.11: Podpěťová ochrana</i>	40
<i>Obrázek 3.12: Primární nadproudová ochrana.....</i>	41
<i>Obrázek 3.13: Dělič napětí s potenciometrem pro řízení střídý</i>	42
<i>Obrázek 3.14: Ovládací logika řídicího obvodu.....</i>	43
<i>Obrázek 3.15: Rozložení pinů obvodu NE556D; převzato z [19].....</i>	44
<i>Obrázek 3.16: Vnitřní blokové zapojení 1/2 obvodu NE556D(NE555); převzato z [19]</i>	44
<i>Obrázek 3.17: Celkové schéma řídicí elektroniky.....</i>	46
<i>Obrázek 3.18: Výkres motoru a prostoru pro umístění DPS měniče; převzato z [20]</i>	47

Obrázek 3.19: Deska silové elektroniky.....	48
Obrázek 3.20: Deska řídicí elektroniky (Top-layer)	48
Obrázek 3.21: Deska řídicí elektroniky (Bottom-layer).....	49
Obrázek 4.1: Kompaktní měnič při testování.....	49
Obrázek 4.2: Blokové schéma zapojení při zkušebním provozu měniče.....	50
Obrázek 4.3: Průběhy fázových napětí na motoru, $s=1$ (měřeno proti vyvedenému středu).....	51
Obrázek 4.4: Výstupní signály z Hallových sond, $s=1$	51
Obrázek 4.5: Proud fáze U, $s=1$ (synchronizováno s průběhem fázového napětí fáze U)	52
Obrázek 4.6: Proud fáze V, $s=1$ (nesynchronizováno s průběhem fázového napětí fáze V).....	52
Obrázek 4.7: Proud fáze W, $s=1$ (nesynchronizováno s průběhem fázového napětí fáze W).....	53
Obrázek 4.8: Odebíraný proud z meziobvodu měniče, $s=1$	53
Obrázek 4.9: Průběhy fázových napětí na motoru, $s=0,5$ (měřeno proti vyvedenému středu).....	54
Obrázek 4.10: Výstupní signály z Hallových sond, $s=0,5$	54
Obrázek 4.11: Fázové proudy, $s=0,5$ (synchronizováno s průběhy fázových napětí)	55
Obrázek 4.12: Odebíraný proud z meziobvodu měniče, $s=0,5$	55
Obrázek 4.13: Zánik proudu odebíraného z meziobvodu vlivem způsobení (sekundární) nadproudové ochrany při tvrdém mezifázovém zkratu; $s=0,5$, proud odebíraný z meziobvodu $I_{DC}=2\text{ A}$	56
Obrázek 4.14: Rychlost reakce sekundární nadproudové ochrany při tvrdém mezifázovém zkratu; $s=0,5$, proud odebíraný z meziobvodu $I_{DC}=2\text{ A}$	56



SEZNAM TABULEK

<i>Tabulka 2.1: Vlastnosti magnetických materiálů ze vzácných zemin [3]</i>	<i>16</i>
<i>Tabulka 3.1: Popis pinů silového obvodu FSBB15CH60C; převzato z [13]</i>	<i>25</i>
<i>Tabulka 3.2: Algoritmus six-step komutace řídicího obvodu LB11696V; převzato z [18]</i>	<i>38</i>

SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

U_i	Vnitřní indukované napětí	[V]
B	Elektromagnetická indukce	[T]
l	Šířka statorového svazku	[m]
v	Rychlost pohybu vodiče	[m.s ⁻¹]
ω	Mechanická úhlová rychlost	[rad.s ⁻¹]
N	Maximální počet vodičů pod pólem	[-]
α	Úhel natočení rotoru	[°]
M	Moment	[N.m]
F	Síla	[N]
r	Rameno síly	[m]
$2p$	Počet pólů	[-]
η	Účinnost motoru	[%]
U_{nap}	Napájecí napětí elektroniky měniče	[V]
U_{DC}	Napětí meziobvodu	[V]
I_{max}	Maximální fázový proud	[A]
ΔP	Celkové ztráty v měniči	[W]
T_{max}	Dovolená teplota čipu	[°C]
T_0	Teplota okolí	[°C]
$R_{\theta(JC)F}$	Vnitřní tepelný odpor čip-pouzdro (Dioda)	[K/W]
$R_{\theta(JC)Q}$	Vnitřní tepelný odpor čip-pouzdro (IGBT)	[K/W]
η_{inv}	Účinnost měniče (Výkonový modul)	[%]
U_{hor}	Hodnota horního překlápěcího napětí rychlé nadproudové ochrany	[V]
U_{dol}	Hodnota dolního překlápěcího napětí rychlé nadproudové ochrany	[V]
s	Střída	[-]
R_b	Celkový odpor bočníku	[Ω]
ΔP_R	Ztrátový výkon jednoho odporu v bočníku	[W]
U_{cc}	Napájecí napětí nadproudové ochrany	[V]
f_{mez}	Mezní frekvence RC filtru	[kHz]
U_{DS}	Úbytek napětí na tranzistoru v otevřeném stavu	[V]

1 ÚVOD

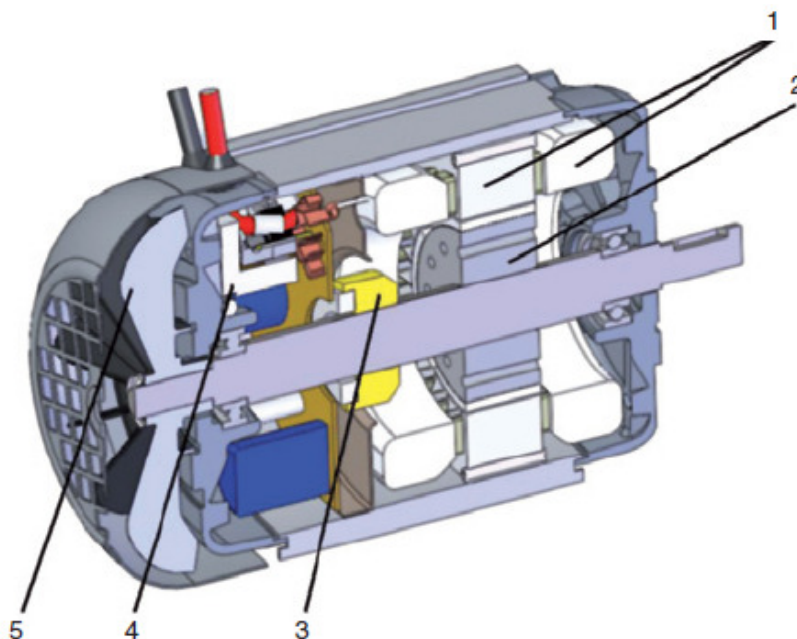
Rychlý rozvoj a zároveň dostupnost výkonových nebo řídicích prvků v současné době umožňuje elegantním způsobem řídit a napájet střídavé motory v široké škále parametrů, což v minulosti bylo obtížné nebo nemožné. Z tohoto důvodu jsou nyní v mnohých oblastech pohonů, až na výjimky, stejnosměrné motory nahrazovány střídavými motory v kombinaci s výkonovými měniči. Velkou oblast v rámci pohonů zaujímají tzv. BLDC (Brushless DC) motory. Princip těchto motorů je znám delší dobu, avšak v minulosti nešlo tyto motory jednoduše realizovat nejen z důvodu dostupné součástkové základny, ale i absence magnetických materiálů pro výrobu silných permanentních magnetů. Nespornou výhodou BLDC motoru je jeho životnost, díky absenci komutátoru. S tím souvisí možnost pracovat v náročnějších podmínkách.

Vzhledem k tomu, že BLDC motory neobsahují komutátor vyžadují elektronickou komutaci cívek. Komutace je provedena pomocí měniče. V některých případech je třeba v praxi nahradit stávající stejnosměrný elektromotor za BLDC motor bez zásahů do konstrukčního řešení celku. V takovém případě je snahou, aby BLDC motor i s měničem byl kompaktní jednotkou. Kompaktní řešení přináší jak zlepšení ekonomických aspektů, tak především variabilitu a jednoduchost při používání.

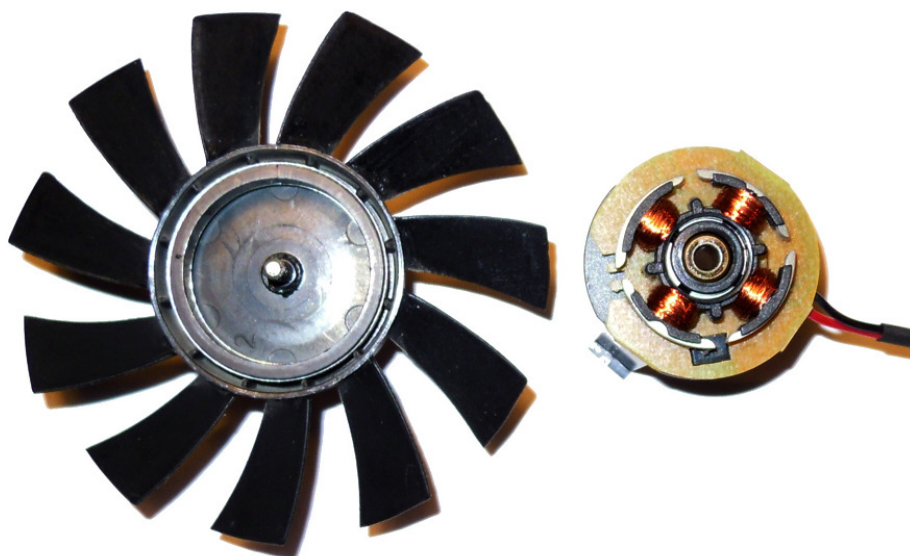
Cílem je vytvořit měnič, který bude spolehlivý, jednoduchý a levný s možností integrovat ho do víka BLDC motoru od firmy ATAS. Motor je čtyřpólový. Má jmenovitý mechanický výkon na hřídeli 600 W, jmenovitý moment 1,6 Nm a účinnost 80 %. Motor je možné krátkodobě dvojnásobně momentově přetěžovat. Měnič s motorem má být možné napájet přímo ze sítě 230 V~. Měnič má obsahovat funkci START/STOP, reverzaci, výstup pro měření otáček a zajištění spolehlivého chodu příslušnými ochranami. Otáčky motoru mají být řízené potenciometrem nebo ovládacím napětím. Snímání otáček má být provedeno Hallovými senzory.

2 OBECNÝ POPIS BLDC (EC) MOTORU

Bezkartáčové = bezkomutátorové, elektronicky komutované stroje se označují jako EC nebo BLDC motory. Jejich názvy plynou z anglických slov „Electronically Commutated motors“ a „BrushLess Direct Current motors“. Tyto elektromotory předurčuje k použití v oblasti elektropohonů absence mechanického komutátoru. Náhradou za rotační komutátor je řídicí elektronika, která zajišťuje komutaci jednotlivých vinutí. Uživatelské parametry elektromotoru odpovídají stroji komutátorovému. Konstrukčně je elektronicky komutovaný motor uspořádan reverzně oproti stejnosměrnému stroji s kartáči. Permanentní magnety jsou umístěny na rotoru, vinutí na statoru. Rozlišují se dva konstrukční typy bezkomutátorového stroje, diskový a válcový. Konstrukce válcového elektronicky komutovaného motoru je na Obr.2.1. Tyto motory mají vnitřní rotor a vnější stator. Motor s vnějším rotorem a vnitřním statorem je na Obr.2.3. Permanentní magnety rotoru obepínají jeho vnější povrch (střídavé uspořádání S-sever, J-jih). Velikost magnetické indukce ve vzduchové mezeře je pak totožná s magnetickou indukcí vlastních magnetů. Permanentní magnety se umísťují i do středu, kdy je magnetická energie soustředěna pólovými nástavci, magnetická indukce ve vzduchové mezeře však není rovnoměrně rozložená. Statorové vinutí bývá zpravidla třífázové zapojené do hvězdy. Je uloženo v drážkách Obr.2.1. nebo navinuto na pólových nástavcích Obr.2.3. Pokud je vinutí uloženo v drážkách, bývají drážky zešíkmeny o jednu pólovou rozteč. Zešíkmení drážek se provádí kvůli potlačení parazitních reluktančních momentů, které deformují výsledný průběh mechanického momentu.[1]



Obrázek 2.1: Řez válcovým BLDC motorem (1.statorový svazek s vinutím, 2.rotorový svazek s PM magnety, 3.čidlo polohy, 4.elektronický měnič, 5.ventilátor); převzato od autora [1]



Obrázek 2.2: *Vnější rotor a vnitřní stator BLDC motorku jako PC ventilátoru*

2.1 Permanentní magnety

Od magnetických materiálů používaných na rotorech elektronicky komutovaných motorů se požaduje velká měrná magnetická energie [J/m^3] z důvodu jejich miniaturizace. Magnety dosáhnou stejné přídržné síly při mnohem menším objemu než je tomu u feritových. Díky tomu lze navrhnout stroj, který má stejné parametry jako stroj s feritovými magnety, ovšem při podstatně menší velikosti. Nová generace magnetických materiálů je vyrobena z prvků vzácných zemin, nejčastěji Samarium (Sm) nebo Neodym (Nd). Permanentní magnety ze vzácných zemin jsou vyráběny spékáním (sintrováním) velmi jemno rozemleté substance, slévání přímo není možné. Magnety se vyrábí i vysokotlakým lisováním prášku s pojivem (plast). Množství prvků vzácných zemin v jednotlivých typech permanentních magnetů bývají vyjádřeny poměrovým číslem, které představují horní indexy Sm^1Co^5 , $\text{Sm}^2\text{Co}^{17}$ a $\text{Nd}^2\text{Fe}^{14}\text{B}^1$. Magnety ze vzácných zemin jsou velmi tvrdé, avšak křehké. Na tuto skutečnost je třeba dbát při manipulaci s takovými magnety. Magnety se vyrábějí v polotovarech, které se do finální verze dovedou pomocí strojového obrábění. Velmi důležité je při obrábění daný materiál chladit. Pokud je překročena dovolená teplota, materiál ztrácí svoje magnetické vlastnosti. Magnetické materiály ze vzácných zemin nejsou jen tepelně citlivé, ale i náchylné vůči korozi. Jestliže je magnet vystaven vyšším hodnotám teploty, vlhkosti a tlaku než jsou dovolené, dochází ke značnému úbytku jeho objemu.[2]

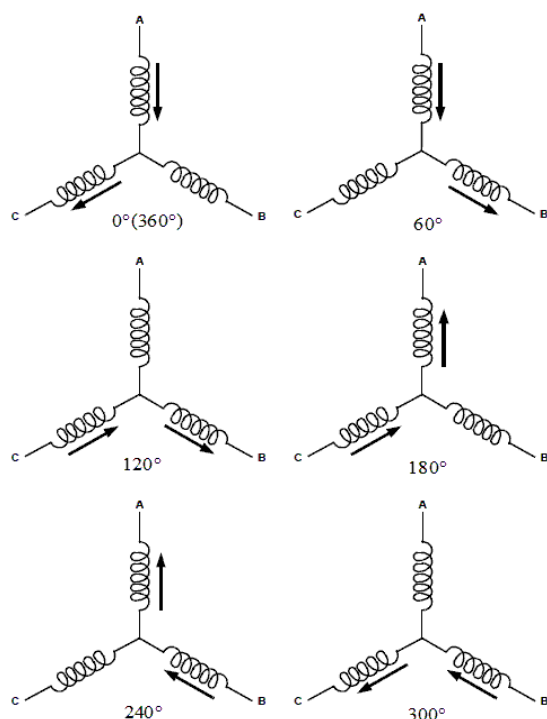
Tabulka 2.1: *Vlastnosti magnetických materiálů ze vzácných zemin [3]*

Materiál	Maximální BH energetický součin [kJ/m ³]	Koercitivita H_{ci} [kA/m]	Maximální provozní teplota [°C]	Obrobitelnost
Nd-Fe-B slinuté	až 358	až 2387	180	Dobrá
Nd-Fe-B vázané	80<	875<	150	Dobrá
Sm-Co slinuté	až 239	až 1990	350	Obtížná
Sm-Co vázané	až 96	až 796	150	Dobrá
AlNiCo	až 80	až 160	550	Obtížná
Tvrdý Ferit	až 32	až 239	300	Dobrá
Flexibilní	až 16	až 239	100	Vynikající

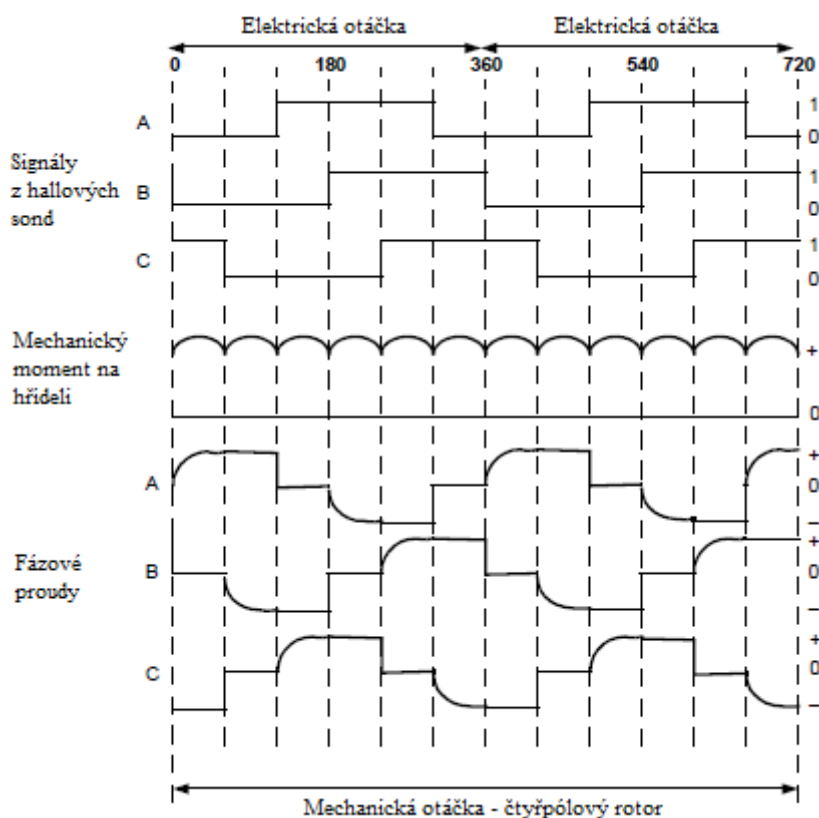
Permanentní magnety vyrobené ze vzácných zemin vykazují velkou tvrdost. Obrobení se provádí nářadím s umělým diamantovým hrotem či čepeli. Nejvyšší křehkostí disponuje $\text{Sm}^2\text{Co}^{17}$. Při obrábění lehce dochází ke štípání resp. odprýskávání povrchové vrstvy. Provádí se obrábění jako frézování, řezání, elektro erozivní obrábění, či dělení vodním paprskem. Materiálové hustoty se pohybují v rozmezí od cca 7,5 g/cm³ (Nd-Fe-B) do 8,5 g/cm³ (Sm-Co). Magnety pojené plastem mají lepší vlastnosti v rámci obrábění, avšak jejich teplotní odolnost je nižší oproti sintrovaným.[4]

2.2 Způsob komutace cívek

Níže uvedený Obr.2.3. naznačuje postupné spínání statorových cívek. Principiálně jsou v každém kroku sepnuty dvě cívky zároveň. Výsledný magnetický tok vzniká součtem vektorů magnetického pole od obou cívek. Šipky znázorňují směry proudů v jednotlivých cívkách. Kladný smysl napětí přiloženého na cívku odpovídá začátku šipky, záporný smysl napětí pak konci šipky. Cívky jsou připojovány a odpojovány skokově. Díky skokovému spínání cívek se celý systém řízení rapidně zjednoduší. Obdélníkové pulzy, kterými jsou napájeny jednotlivé statorové cívky jsou pulzně šířkově modulovány. Při napájení motoru pulzně šířkově modulovanými napěťovými obdélníkovými pulzy zde odpadá problém s modulačním činitelem oproti sinusovému řízení. Signály pro řízení jsou zpravidla získávány ze tří Halloových sond, které jsou vzájemně posunuty o 120° nebo 60° mechanických. Na základě těchto signálů řídicí systém ovládá jednotlivé tranzistory v měniči, který zajišťuje správné spínání jednotlivých statorových cívek. Jednotlivé průběhy signálových i silových veličin názorně zobrazuje obrázek Obr.3.2. níže.



Obrázek 2.3: Směry proudů ve statorových cívkách při jedné elektrické otáčce; převzato z [6]



Obrázek 2.4: Fázové proudy a signály z Hallových sond; převzato z [6]

2.3 Indukované napětí a moment

Pro stejnosměrný motor platí, že napětí indukující se ve vodiči, který protíná magnetické siločáry je úměrné jeho délce, velikosti elektromagnetické indukce a rychlostí jakou vodič siločáry protíná. Lze tedy psát, že:

$$U_i = B \cdot l \cdot v \quad (2.1)$$

Vzhledem k tomu, že se BLDC motor od stejnosměrného motoru liší jen konstrukčně, ale nikoliv principiálně, lze pro jednotlivá indukovaná napětí v jednotlivých fázích psát, že:

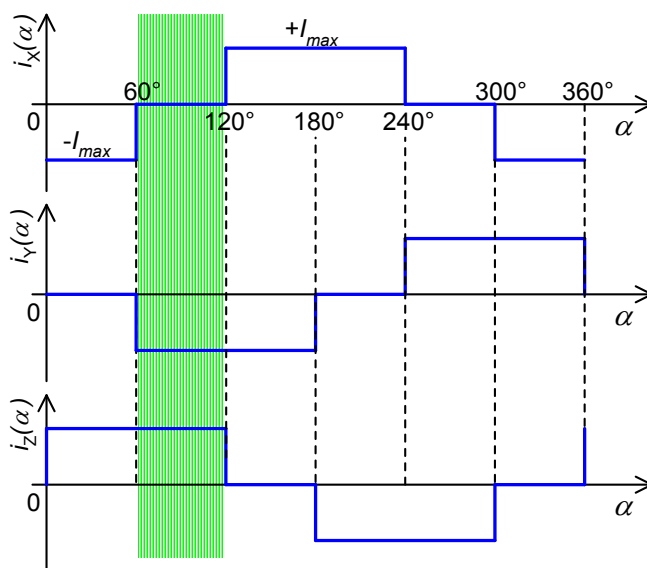
$$u_{i1}(\alpha) = B \cdot l \cdot \omega \cdot r \cdot 2p \cdot [n(\alpha) - n(\alpha - 180^\circ)] \quad (2.2)$$

$$u_{i2}(\alpha) = B \cdot l \cdot \omega \cdot r \cdot 2p \cdot [n(\alpha + 120^\circ) - n(\alpha - 60^\circ)] \quad (2.3)$$

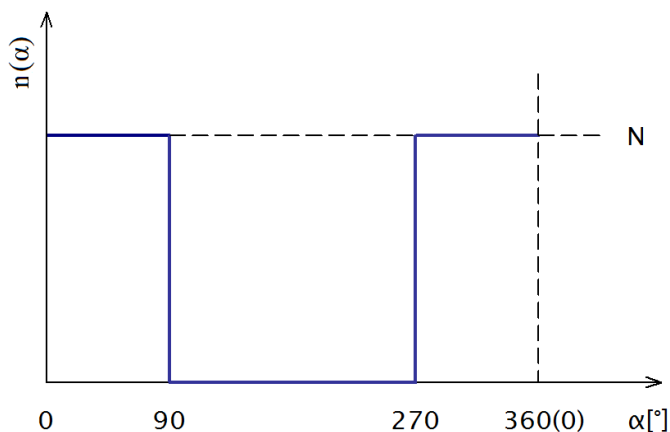
$$u_{i3}(\alpha) = B \cdot l \cdot \omega \cdot r \cdot 2p \cdot [n(\alpha - 120^\circ) - n(\alpha + 60^\circ)] \quad (2.4)$$

Kde B je indukce budícího pole od PM, l je šířka statorového svazku, ω je mechanická úhlová rychlost, r je poloměr vzduchové mezery, $2p$ je počet pólů a $n(\alpha)$ je okamžitý počet vodičů pod pólem. První člen v hranaté závorce vyjadřuje vstupující vodiče pod magnet, druhý vystupující vodiče. Maximální počet vodičů dále vyjadřuje písmeno N .

Pro odvození velikosti momentu lze vyjít z průběhů proudů v jednotlivých fázích a okamžitého počtu vodičů pod pólem. Pro lepší představu je možné uvažovat konfiguraci jedna drážka na pól a fázi, pólové krytí 180° a dvoupólový stroj, kdy se elektrické otáčky rovnají mechanickým.



Obrázek 2.5: Ideální průběh proudů v jednotlivých fázích vinutí [5]



Obrázek 2.6: *Průběh funkce $n(\alpha)$ [5]*

Pokud je vodič protékáný proudem vložen do homogenního magnetického pole je vytlačován silou, která je úměrná velikost elektromagnetické indukce, velikosti proudu a jeho délce. Zároveň platí, že moment je velikost síly, která otáčí ramenem, tedy:

$$F = B \cdot I \cdot l \quad (2.5)$$

$$M = F \cdot r \quad (2.6)$$

Pro zeleně vyznačenou oblast na Obr.2.5 a úhel $\alpha=90^\circ$ pak platí, že:

$$M_x(\alpha) = B \cdot i_x(t) \cdot l \cdot r \cdot 2p \cdot [n(\alpha) - n(\alpha - 180^\circ)] = B \cdot 0 \cdot l \cdot r \cdot 2p \cdot N = 0 \quad (2.7)$$

$$M_y(\alpha) = B \cdot i_y(t) \cdot l \cdot r \cdot 2p \cdot [n(\alpha + 120^\circ) - n(\alpha - 60^\circ)] = B \cdot (-I_{\max}) \cdot l \cdot r \cdot 2p \cdot N \quad (2.8)$$

$$M_z(\alpha) = B \cdot i_z(t) \cdot l \cdot r \cdot 2p \cdot [n(\alpha - 120^\circ) - n(\alpha + 60^\circ)] = B \cdot I_{\max} \cdot l \cdot r \cdot 2p \cdot (-N) \quad (2.9)$$

Výsledná velikost momentu

$$M(\alpha) = M_x(\alpha) + M_y(\alpha) + M_z(\alpha) = -2 \cdot B \cdot I_{\max} \cdot l \cdot r \cdot 2p \cdot N \quad (2.10)$$

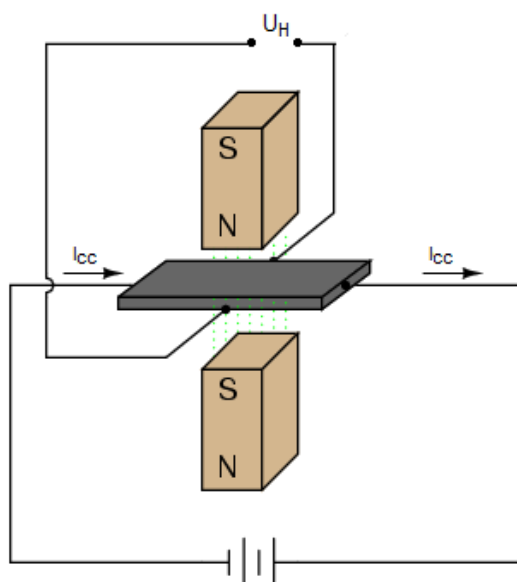
Jestliže by se analyzoval každý 60° úsek, tedy každý krok six-step komutace, došlo by se ke stejnému výsledku, lze tedy říci, že střední hodnota momentu je konstantní a nezávislá na úhlu natočení rotoru.

$$M = 2 \cdot I_{\max} \cdot B \cdot l \cdot r \cdot 2p \cdot N = 2 \cdot I_{\max} \cdot c\phi \quad (2.11)$$

2.4 Snímání otáček (polohy)

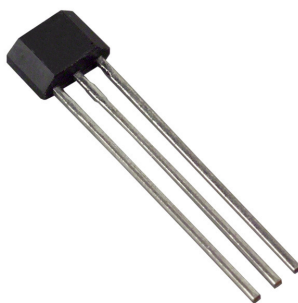
Aby mohl řídicí systém generovat PWM signály pro tranzistory střídače, je třeba znát aktuální otáčky hřídele. Nejčastější způsob snímání otáček je za pomoci Hallových snímačů. V praxi se však můžeme setkat s optickým nebo bezsenzorovým snímáním (pomocí „Back EMF“), popřípadě snímání otáček (polohy) resolverem.

2.4.1 Hallův snímač



Obrázek 2.7: Princip Hallova snímače, převzato z webové stránky [7]

Hallovo napětí je přímo úměrné procházejícímu proudu v napájecím obvodu a velikosti magnetické indukce působící kolmo na plochu destičky. Destička je vytvořena tenkou vrstvou polovodiče (InAs nebo InSb), řádově 0,1 mm. Na destičku jsou napařeny dva páry kontaktů. Širší slouží k připojení do napájecího obvodu, tenčí pak pro snímání Hallova napětí. Pokud je magnetická indukce B působící kolmo na destičku nulová, rozložení proudových drah v polovodiči je rovnoměrné. V tomto případě je Hallovo napětí rovno nule. Jestliže začne působit magnetická indukce kolmo na plochu destičky, Lorenzova síla způsobí vytlačení proudových drah k jedné straně destičky. Nerovnoměrnost rozložení proudových drah způsobí vznik napěťového potenciálu na stranách destičky. Tloušťka destičky má vliv na citlivost Hallova snímače. Snahou je vyrábět co nejtenčí vrstvu polovodiče. Musí se však volit tak, aby byla dodržena požadovaná mechanická pevnost. Hallův snímač se v praxi vyrábí jako soubor samotného snímače a diferenčního zesilovače. Celý soubor je zalitý do pouzdra s vývody.[8]

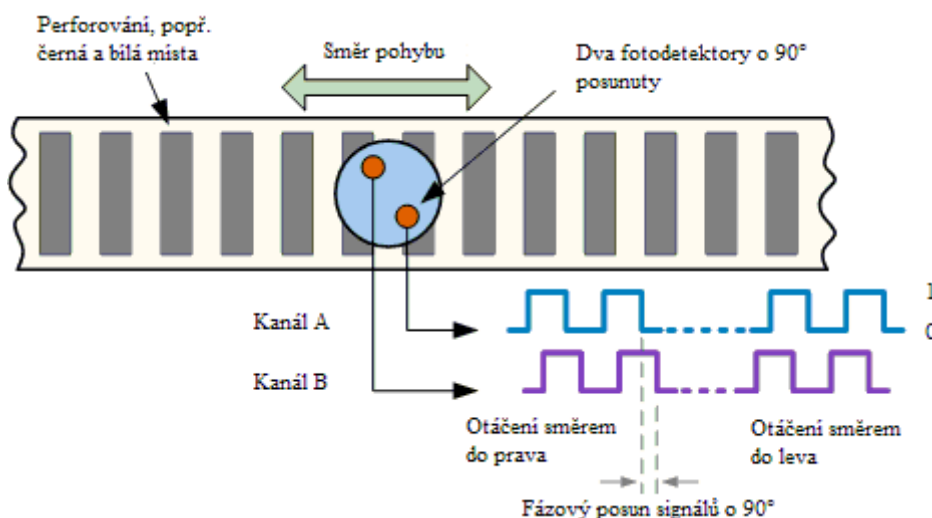


Obrázek 2.8: Halův snímač, vývody +5 V, GND, SIGNAL, převzato z webové stránky [9]

2.4.2 Optický snímač

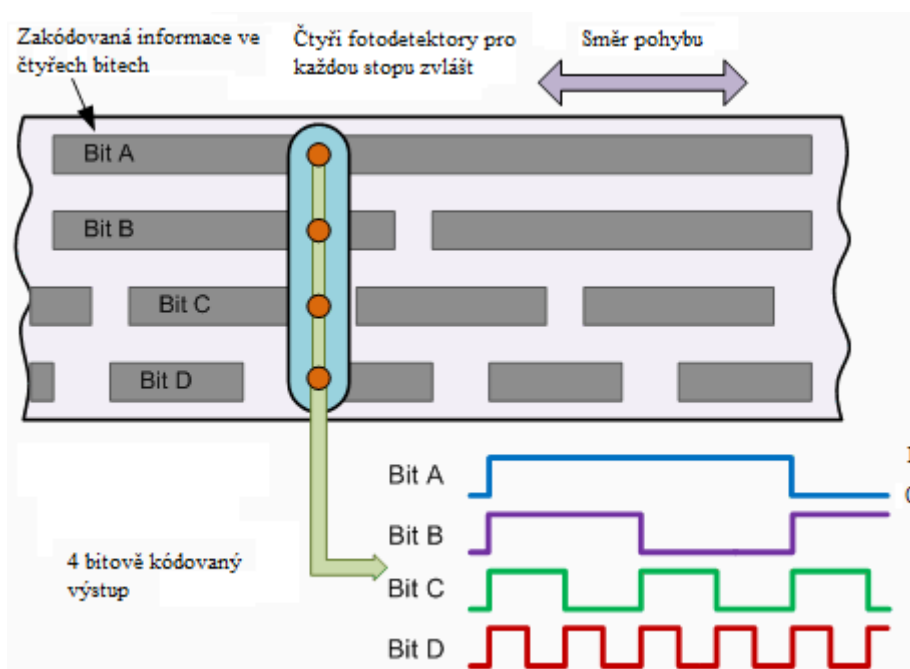
Optické snímače otáček (polohy) se využívají jak pro lineární pohyb, tak pro rotační. Pokud se jedná o lineární pohyb, je snímán perforovaný kódový pásek. Toto perforování je snímáno optickým čidlem (např. optozávorou – IR LED; vysílací, přijímací). Perforování je snímačem převedeno na elektrické signály (log.0 a log.1). V případě rotačního pohybu se nejedná o kódový pásek, ale o kódový terčík. Snímače se v zásadě rozdělují na dva druhy. Jedním je **inkrementální snímač** a druhým **absolutní optický snímač**.

Inkrementální snímače mohou mít pouze jeden snímač. Tato varianta se používá v případě, kdy se v aplikaci vyskytuje pouze jeden směr otáčení. Ve většině případů je třeba znát nejen údaj o otáčkách, ale i o směru otáčení. Využívá se dvou optických snímačů, které jsou vůči sobě o 90° posunuty nebo je posunuto perforování (pokud připadá jeden senzor na jednu dráhu perforování). Hustota perforování určuje citlivost snímače. Typicky mají disky rozlišení až 256 pulzů na otáčku. V případě změny směru otáčení se mění fázový posuv obou výstupních signálů ze senzorů.[10]



Obrázek 2.9: Inkrementální snímač; převzato z [10]

Absolutní optické snímače pracují na podobném principu jako inkrementální s tím rozdílem, že nemají perforované části rozmístěné pravidelně. Perforovaná nebo černobílá stopa je rozmístěna tak, aby nesla přesně zakódovanou informaci. Zakódovaná informace je uložena v různých délkách stop. Nevýhodou těchto čidel je použití více snímačů a složitost kódovacího terčíku. Výhodou absolutních snímačů je jejich pevná paměť o údajích polohy při výpadku napájecího napětí. Inkrementální čidla potřebují návrat do své výchozí polohy od které se snímání provádí. Jeden optický snímač a jeho výstupní signál představují jeden bit.[10]



Obrázek 2.10: Absolutní snímač; převzato z [10]

2.4.3 Bezsenzorové snímání

Při bezsenzorovém snímání se využívá právě odpojené fáze statorového vinutí. Rotorové magnetické pole indukuje v nepřipojené cívice napětí BEMF („back electromotive force voltage“). Toto zpětné indukované napětí je rovno nule v okamžiku kdy je rotor natočen ve středové poloze mezi zbylými cívkami. V systému je zařazen detektor průchodu nulou, který posílá řídicí signály do řídicího členu. Výhodou tohoto systému je absence snímače polohy. V nulových otáčkách se BEMF neindukuje, proto není možné systém řízení použít při rozběhu motoru. V řízení je proto implementován algoritmus, který provádí komutaci cívek bez zpětné vazby. Vlastnosti motoru jsou v tomto okamžiku horší, než u stejného motoru se snímači. Bezsenzorového snímání se využívá tam, kde není potřeba přenášet moment od nulových otáček (např. motorek v HDD).

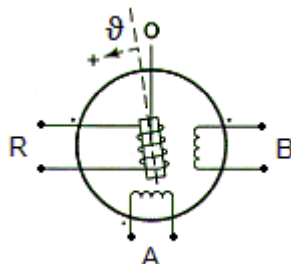
2.4.4 Resolver

Resolver je principiálně podobný, dnes už nepoužívanému selsynu. Má však pouze dvě statorové vinutí, která jsou vůči sobě pootočena o 90° . Na rotoru má budící vinutí které se napájí střídavým sinusovým napětím. Budící vinutí je ve většině případů napájeno z rotačního transformátoru (součást resolveru), aby nemusel být použit kluzný kontakt, který by limitoval životnost. Mezi budící cívkou a cívkami na statoru je transformační poměr K . Velikosti okamžitých napětí jednotlivých cívek popisují následující rovnice.

$$\text{Rotorové napětí} \quad u_R(t) = U_{R \max} \sin \omega t \quad (3.1)$$

$$\text{Statorové napětí cívky A} \quad u_{AS}(t) = K \cdot U_{R \max} \sin \omega t \cdot \sin \vartheta \quad (3.2)$$

$$\text{Statorové napětí cívky B} \quad u_{BS}(t) = K \cdot U_{R \max} \sin \omega t \cdot \cos \vartheta \quad (3.3)$$



Obrázek 2.11: Principiální schéma resolveru; převzato a upraveno z [12]

Resolver se využívá především pro přesné snímání polohy hřídele. Používá se v náročných podmínkách (prašnost, vysoká teplota, radiace). Sdílí společnou výhodu s absolutním optickým čidlem, že i po výpadku napájecího napětí je údaj o poloze hřídele k dispozici ihned bez nutnosti vrátit se do výchozí polohy pohonu.



Obrázek 2.12: Rotorová a statorová část resolveru, převzato z [11]

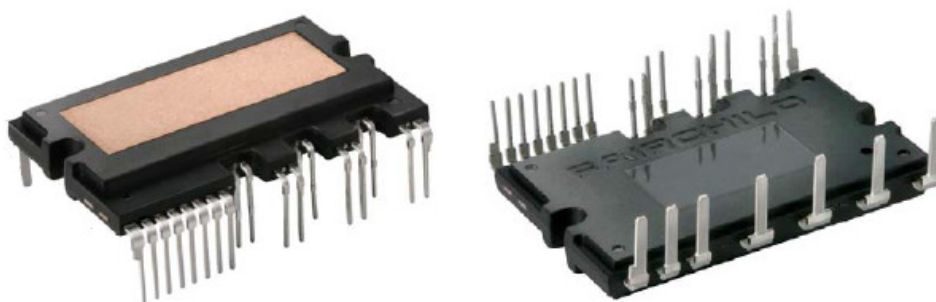
3 KONCEPCE MĚNIČE

Předmětem je návrh řídicí elektroniky a silové části pro síťovou hladinu napětí 230 V. Silová část bude navrhována pro motor s mechanickým výkonem 600 W a dvojnásobnou momentovou přetížitelností. Pro silovou část a řídicí elektroniku bude navržena kompaktní deska plošných spojů. Veškeré návrhy DPS budou provedeny v programu Altium Designer. Vzhledem k co největší kompaktnosti a co nejnižší ceně celého měniče je vybrán jednoúčelový řídicí obvod od firmy SANYO a výkonový koncový „six-pack“ modul od firmy FAIRCHILD. Řízení jednoúčelového obvodu bude provedeno jednoduchou ovládací logikou založené na dvojitým časovacím obvodu NE555 (NE556).

Měnič má být integrován přímo do motoru. Odvod tepla z výkonové části měniče je tedy možný pouze povrchem konstrukce motoru (rozměry chladič plochy jsou dány). Maximální možný provozovaný výkon měniče bude proto navržen s ohledem na tuto chladič plochu.

3.1 Silová část

V současné době se na trhu vyskytují jednoúčelové obvody, které v sobě integrují celou topologii třífázového tranzistorového můstku, střídače, budiče a další ochranné logické vstupy a výstupy. Topologie třífázového střídače integrovaná v obvodu je složena z šesti tranzistorů typu N-IGBT. Koncové tranzistory vyžadují budiče, které jsou do obvodu také integrovány. Vzhledem k použití pouze N polarit tranzistorů, je vyžadováno plovoucí buzení pro horní tranzistory. Toto plovoucí buzení hradla tranzistoru je zajištěno nábojovou pumpou a napěťovým posouvačem (tranzistorem). Pro tento návrh byl zvolen obvod FSBB15CH60C od firmy Fairchild. Jedná se o pokročilý motion-smart modul. Je navržený tak, aby byl co nejvíce kompaktní a zároveň výkonný. Obvod byl vyvinut pro použití v nevýkonových aplikacích jako jsou domácí spotřebiče, klimatizační jednotky, atp. Spojuje v sobě optimalizovanou ochranu proti zkratu a inteligentní způsob spínání IGBT tranzistorů. Spolehlivost systému je zajištěna jak integrovanou podpěťovou ochranou, tak i zkratovou ochranou popřípadě „fault“ výstupem. Obvod obsahuje veškeré prvky které zajišťují řídit obvod pouze logickými úrovněmi L a H pro jednotlivé tranzistory. Velikost celého systému měniče se tak značně zmenšuje. Obvod podporuje snímání proudu v každé fázi zvlášť. To je výhodné spíše pro procesorové řízení, kde se softwarově vyhodnocují velikosti proudů.



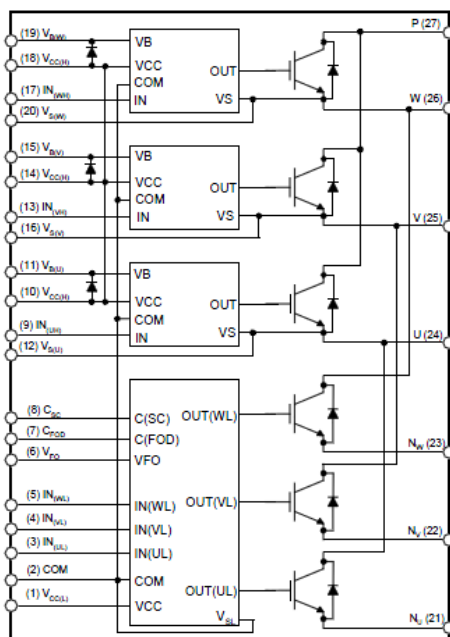
Obrázek 3.1: Výkonový modul Fairchild; převzato z [13]

3.1.1 Parametry výkonového modulu

- Maximální napájecí napětí meziobvodu 500 V
- Maximální kolektorový proud tranzistorů 15 A
- Maximální napájecí napětí obvodu 20 V
- Vstupní rozhraní 3,3/5 V CMOS/TTL kompatibilní
- Optimální frekvence PWM je 20 kHz
- Pracovní teplota -40 °C~125 °C

Tabulka 3.1: Popis pinů silového obvodu FSBB15CH60C; převzato z [13]

Číslo pinu	Název pinu	Popis pinu
1	$V_{CC(L)}$	Napájení budičů spodních IGBT tranzistorů
2	COM	Společná zem
3	$IN_{(UL)}$	Vstupní řídicí signál CMOS/TTL pro spodní tranzistor fáze U
4	$IN_{(VL)}$	Vstupní řídicí signál CMOS/TTL pro spodní tranzistor fáze V
5	$IN_{(WL)}$	Vstupní řídicí signál CMOS/TTL pro spodní tranzistor fáze W
6	V_{FO}	Výstupní signál chybového hlášení
7	C_{FOD}	Nastavení délky pulzu chybového hlášení
8	C_{SC}	Vstup pro proudovou saturační ochranu
9	$IN_{(UH)}$	Vstupní řídicí signál CMOS/TTL pro horní tranzistor fáze U
10	$V_{CC(H)}$	Napájení budiče horního IGBT tranzistoru fáze U
11	$V_{B(U)}$	Kladný pól kondenzátoru nábojové pumpy fáze U
12	$V_{S(U)}$	Záporný pól kondenzátoru nábojové pumpy fáze U
13	$IN_{(VH)}$	Vstupní řídicí signál CMOS/TTL pro horní tranzistor fáze V
14	$V_{CC(H)}$	Napájení budiče horního IGBT tranzistoru fáze V
15	$V_{B(V)}$	Kladný pól kondenzátoru nábojové pumpy fáze V
16	$V_{S(V)}$	Záporný pól kondenzátoru nábojové pumpy fáze V
17	$IN_{(WH)}$	Vstupní řídicí signál CMOS/TTL pro horní tranzistor fáze W
18	$V_{CC(H)}$	Napájení budiče horního IGBT tranzistoru fáze W
19	$V_{B(W)}$	Kladný pól kondenzátoru nábojové pumpy fáze W
20	$V_{S(W)}$	Záporný pól kondenzátoru nábojové pumpy fáze W
21	N_U	Záporný vstup DC- pro fázi U
22	N_V	Záporný vstup DC- pro fázi V
23	N_W	Záporný vstup DC- pro fázi W
24	U	Silový výstup pro fázi U
25	V	Silový výstup pro fázi V
26	W	Silový výstup pro fázi W
27	P	Kladný silový vstup DC+



Obrázek 3.2: Vnitřní blokové zapojení obvodu FSBB15CH60C; převzato z [13]

3.1.2 Výpočet ztrát a účinnosti

Je zapotřebí vypočítat jak ztráty vedením, tak ztráty přepínací. Za pomoci těchto ztrát je možné stanovit účinnost měniče a určit jestli se povrchem motoru veškerý ztrátový výkon v podobě tepla z výkonového modulu odvede. Parametry pro výpočet jsou $U_{\text{nap}}=15 \text{ V}$, $U_{\text{DC}}=300 \text{ V}$, $P_{\text{mech}}=600 \text{ W}$, $\eta_{\text{mot}}=80 \%$, $f_{\text{pwm}}=20 \text{ kHz}$.

Výpočet elektrického výkonu BLDC motoru

$$\eta = \frac{P_{\text{mech}}}{P_{\text{el}}} \cdot 100 \Rightarrow P_{\text{el}} = \frac{P_{\text{mech}}}{\eta} \cdot 100 = \frac{600}{80} \cdot 100 = 750 \text{ W} \quad (2.1)$$

Velikost proudu, který motor odebírá z meziobvodu měniče

$$P_{\text{el}} = U_{\text{DC}} \cdot I_{\text{max}} \Rightarrow I_{\text{max}} = \frac{P_{\text{el}}}{U_{\text{DC}}} = \frac{750}{300} = 2,5 \text{ A} \quad (2.2)$$

Motor má být možno dvojnásobně momentově přetěžovat. Hodnota proudu odebíraného motorem bude krátkodobě činit až 5 A. Veškeré ztráty budou počítané vzhledem k této hodnotě a nebude uvažován typ řídicího algoritmu (uvažována PWM modulace všech tranzistorů). Je důležité poznamenat, že horní i dolní tranzistory jsou vždy sepnuty pouze 1/3 periody (vyplývá z Tab.2.3).

Výpočet přepínacích ztrát na IGBT tranzistoru

$$\Delta P_p = (W_{on} + W_{off}) \cdot f_{pwm} \cdot \frac{1}{3} \quad (2.3)$$

Ztrátovou energii při zapnutí a vypnutí tranzistoru lze přímo odečíst z datasheetu výrobce. Pro 5 A a 25 °C je velikost ztrátové energie při zapnutí $W_{on}=160$ uJ a velikost ztrátové energie při vypnutí $W_{off}=150$ uJ.

$$\Delta P_p = (W_{on} + W_{off}) \cdot f_{pwm} \cdot \frac{1}{3} = (160 + 150) \cdot 10^{-6} \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot \frac{1}{3} = 2,07 \text{ W} \quad (2.4)$$

Celkové přepínací ztráty

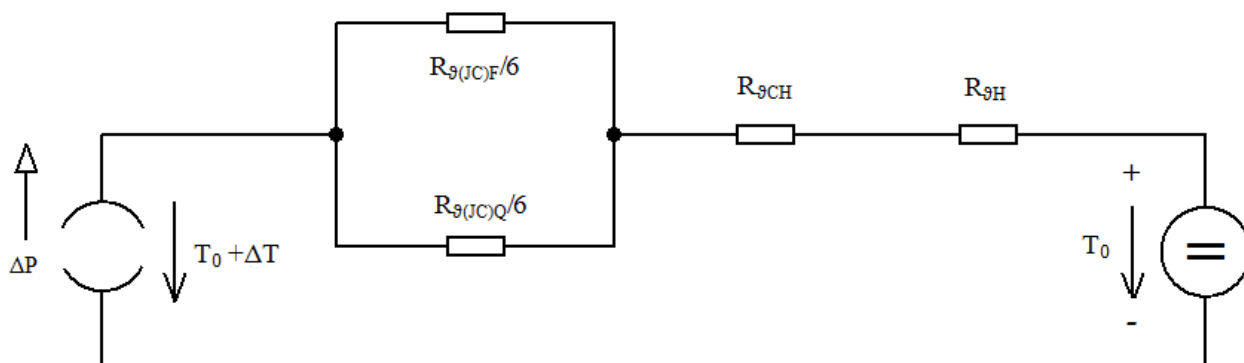
$$\Delta P_{pc} = 3 \cdot \Delta P_{ph} + 3 \cdot \Delta P_{pd} = 3 \cdot 2,07 + 3 \cdot 2,07 = 12,42 \text{ W} \quad (2.5)$$

Výrobce bohužel neudává parametry IGBT tranzistoru ani charakteristiku ze které by se daly parametry odečíst a následně vypočítat. Udává pouze maximální celkový ztrátový výkon vedením při teplotě čipu 25 °C. Udaná hodnota celkového maximálního ztrátového výkonu vedením je $\Delta P_{ved}=55$ W ($I_c=15$ A). V provozu budou tranzistory zatíženy proudem max. 5 A. Pokud by se zanedbala velikost prahového napětí IGBT tranzistoru, pak by byly ztráty vedením 9x menší než při proudu 15 A. Velikost prahového napětí IGBT tranzistoru U_p z datasheetu není známa, proto se ve výpočtech uvažují ztráty při maximálním proudu 15 A.

Celkové maximální ztráty při teplotě čipu $T_c=25$ °C

$$\Delta P = \Delta P_{ved} + \Delta P_{pc} = 55 + 12,42 \text{ W} = 67,42 \text{ W} \quad (2.6)$$

Výpočet potřebného tepelného odporu chladicí plochy



Obrázek 3.3: Tepelné schéma pro výpočet tepelného odporu

Celkový ztrátový výkon je 67,42 W. Teplota okolí dle normy je 40 °C. Vzhledem k náročným podmínkám je uvažována teplota okolí 60°C. Maximální dovolená teplota čipu se uvažuje 110 °C. Dle datasheetu je $R_{\theta(JC)F}=3$ K/W a $R_{\theta(JC)Q}=2,27$ K/W. Stykový tepelný odpor modulu $R_{\theta CH}$ s chladičem není z datasheetu znám, proto je zanedbáván.

$$\frac{T_{\max} - T_0}{\Delta P} = \frac{R_{\theta(JC)Q}}{6} \parallel \frac{R_{\theta(JC)F}}{6} + R_{\theta CH} + R_{\theta H} \Rightarrow R_{\theta H} = \frac{T_{\max} - T_0}{\Delta P} - \frac{R_{\theta(JC)Q}}{6} \parallel \frac{R_{\theta(JC)F}}{6} - R_{\theta CH} \quad (2.7)$$

$$R_{\theta H} = \frac{T_{\max} - T_0}{\Delta P} - \frac{R_{\theta(JC)Q}}{6} \parallel \frac{R_{\theta(JC)F}}{6} - R_{\theta CH} = \frac{110 - 60}{67,42} - 0,22 = 0,522 \text{ K/W}$$

Hodnota tepelného odporu chladicí plochy je 0,522 K/W. Vypočtena pro maximální možné zatížení modulu $I_c=15$ A a teplotu okolí 60 °C.

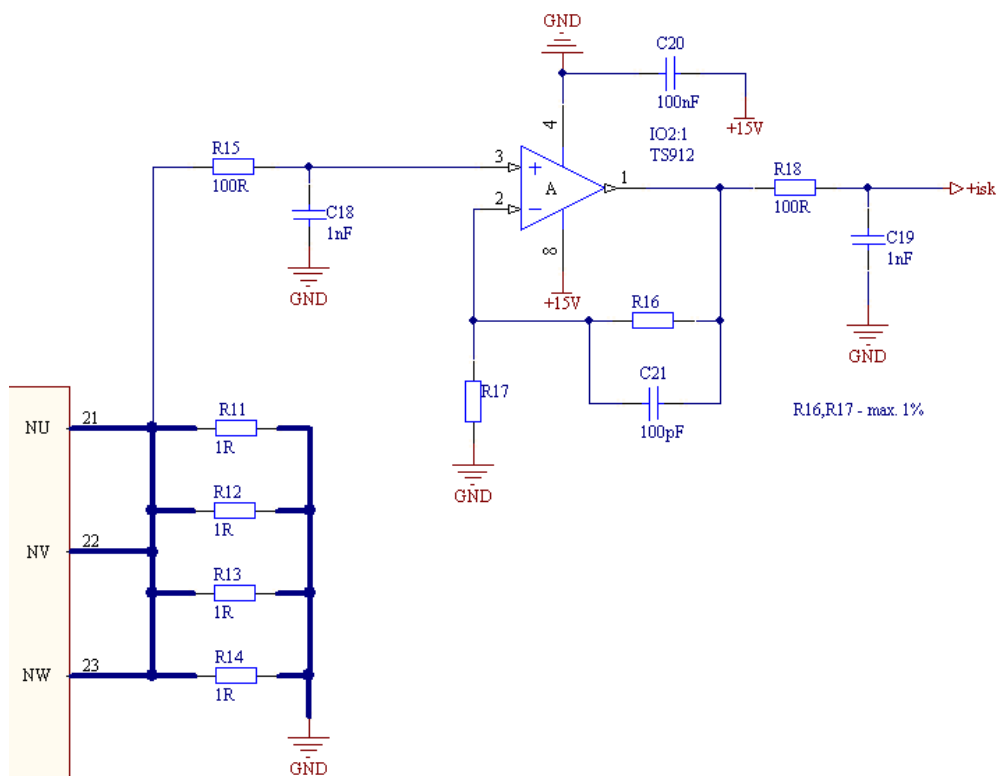
Výpočet účinnosti měniče při maximálním možném zatížení modulu FSBB15CH60C:

$$\eta_{inv} = \frac{P_{el}}{P_{el} + \Delta P} \cdot 100 = \frac{750}{750 + 67,42} \cdot 100 = 91,8 \% \quad (2.8)$$

Ve skutečnosti se bude účinnost lišit o několik procent. Nepřesnost při výpočtu je způsobena uvažováním ztrát vedením při plném zatížení modulu. V reálu bude velikost ztrát vedením několikanásobně menší. Ztráty přepínací jsou odečteny při skutečném zatížení $I_c=5$ A a teplotě čipu 25 °C. Vzhledem k uvažované dovolené teplotě čipu 110 °C přepínací ztráty vzrostou. Do výsledné vypočtené účinnosti není zahrnuta vlastní spotřeba měniče pro napájení řídicí elektroniky.

3.1.3 Snímání proudu

Snímání proudu je provedeno bočníkem. Vzhledem k silně zarušenému prostředí je bočník umístěn co nejblíže k výkonovému modulu. Napěťový signál je přímo zesilován neinvertujícím operačním zesilovačem typu „rail-to-rail“. Za dvojité nízkošumový operační zesilovač byl zvolen TS912A, který je také umístěn v co nejkratší možné vzdálenosti od bočníku. Zesílení se provádí pouze jednostupňově. Druhý stupeň je využitý pro sekundární nadproudovou ochranu. Pro potlačení rušení jsou použity RC filtry.



Obrázek 3.4: Bočník s neinvertujícím zesilovačem

Pro dvojnásobné momentové přetížení motoru je vstupní proud do měniče 5 A. Na základě hodnoty proudu $2 \times I_{\max}$ bude navržen bočník. Maximální hodnota výstupního napětí bočníku je stanovena na 1,5 V. Tato hladina napětí je zvolena z důvodu co největší odolnosti signálu proti rušení. Vzhledem k napětí meziobvodu 300 V je hodnota 1,5 V jako úbytek napětí zanedbatelná.

$$R_b = \frac{U_b}{2 \cdot I_{\max}} = \frac{1,5}{5} = 0,3 \, \Omega \quad (2.9)$$

Kombinace odporů v bočníku musí mít výše vypočtenou velikost a zároveň musí odpovídat svému maximálnímu výkonovému zatížení.

$$n = \frac{R}{R_b} = \frac{1}{0,3} = 3,33 \Rightarrow 4ks \quad (2.10)$$

$$\Delta P_R = R \cdot \left(\frac{2 \cdot I_{\max}}{n} \right)^2 = 1 \cdot \left(\frac{2 \cdot 2,5}{4} \right)^2 = 1,56 \, W \quad (2.11)$$

Pro bočník jsou zvoleny odpory 4ks odporů $1 \, \Omega/2 \, W$.

Výsledné napětí bočníku při dvojnásobném momentovém přetížení $2 \times I_{\max}$

$$U_B = \frac{R}{4} \cdot 2 \cdot I_{\max} = \frac{R}{2} \cdot I_{\max} = \frac{1}{2} \cdot 2,5 = 1,25 \, V \quad (2.12)$$

3.1.4 Zesílení signálu

Signál z bočníku je zesílen operačním zesilovačem (OZ) typu „rail to rail“, což znamená, že i při nesymetrickém napájení se úroveň výstupního signálu může pohybovat v celém rozsahu napájecího napětí od nuly do plného napájecího napětí. Zesílení napětového signálu z bočníku je provedeno proto, aby byl bočník zatížen pouze limitně velkým vstupním odporem operačního zesilovače a nebylo tak zkresleno měření. Zesílený napětový signál je veden do integrované (primární) i do vytvořené nadproudové ochrany (druhá polovina pouzdra OZ - sekundární). Překlápěcí úroveň komparátoru v sekundární nadproudové ochraně je nastavena na vyšší napětovou hladinu, aby se potlačila reakce obou nadproudových ochrany zároveň.

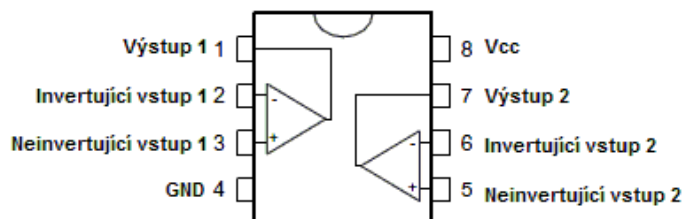
Parametry operačního zesilovače TS912A [16]:

- Nesymetrické (symetrické) napájecí napětí v rozsahu od 2,7 do 16 V
- Extrémně nízký vstupní klidový proud 1 pA typ.
- Nízké komparační napětí 2 mV max.
- Malá spotřeba 200 uA/zesilovač ($V_{cc}=3 \, V$)



D
SO-8

Zapojení vývodů (horní pohled)



Obrázek 3.5: Zapojení pinů operačního zesilovače TS912A; převzato z [16]

Návrh zesílení OZ

Zesílení není zapotřebí velké, protože u primární nadproudové ochrany integrované v řídicím obvodu se snižuje bočnickem na hodnotu řádově v mV. Sekundární nadproudová ochrana je nastavena na vyšší napěťovou hladinu, protože narozdíl od primární nadproudové ochrany neomezuje plynule střidu, ale skokově odstaví měnič do neaktivního stavu (zapůsobení až při selhání primární nadproudové ochrany). Zesílení je třeba volit takové, aby se do signálu nepřičetlo další rušení způsobené vlivem zesilování signálu. Je třeba udělat kompromis ve volbě maximálního výstupního napětí z OZ. Maximální výstupní napětí při dvojnásobném momentovém přetížení $2xI_{\max}$ je zvoleno na 5 V dle standardu log.1 v digitálním prostředí.

Výpočet zesílení neinvertujícího OZ

$$A_U = \frac{U_2}{U_1} = \frac{5}{1,25} = 4 \quad (2.13)$$

Volba velikosti rezistorů R_{16} a R_{17} kde se s ohledem na velikost proudu zvolí z řady $R_{16}=22 \text{ k}\Omega$

$$A_U = 1 + \frac{R_{16}}{R_{17}} \Rightarrow R_{17} = \frac{R_{16}}{A_U - 1} = \frac{22}{4 - 1} = 7,33 \text{ k}\Omega \quad (2.14)$$

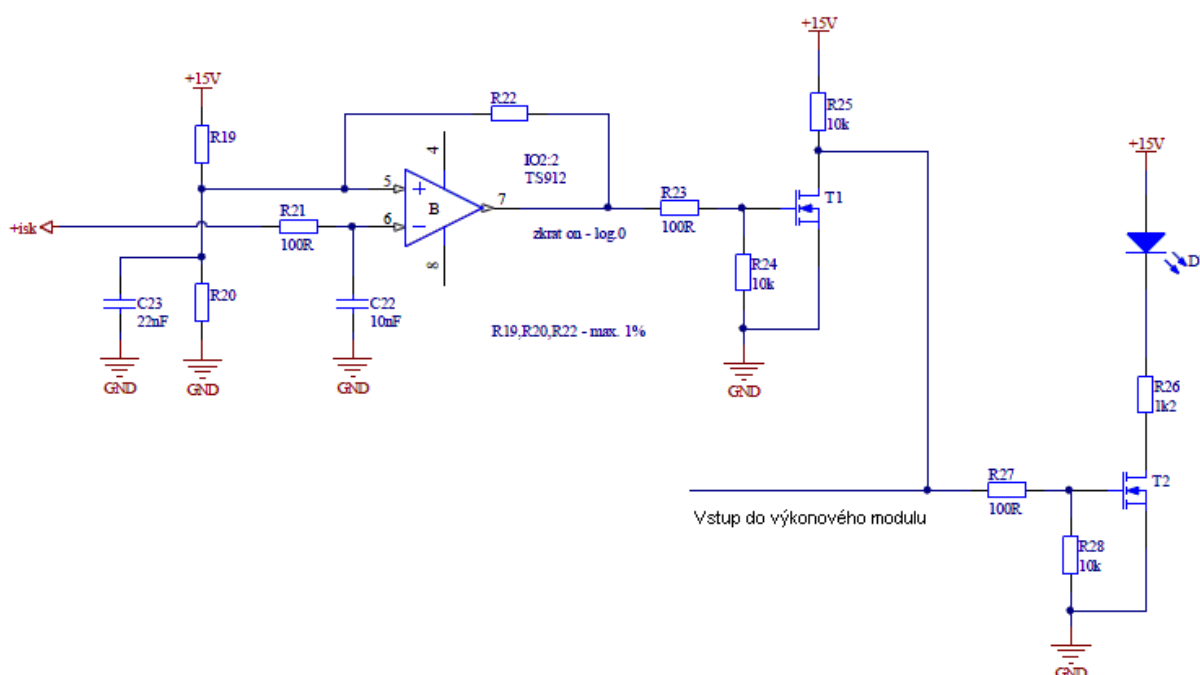
Nejbližší odpor v řadě E24 je $R_{17}=7,5 \text{ k}\Omega$

Výsledné napětí OZ při momentovém přetížení $2xI_{\max}$

$$\frac{U_2}{U_1} = 1 + \frac{R_{16}}{R_{17}} \Rightarrow U_2 = \left(1 + \frac{R_{16}}{R_{17}}\right) \cdot U_1 = \left(1 + \frac{22}{7,5}\right) \cdot 1,25 = 4,92 \text{ V} \quad (2.15)$$

3.1.5 Rychlá nadproudová ochrana

Součástí silové desky je i na nadproudová ochrana, která funguje bez ohledu na to zda je řídicí obvod v provozu či nikoliv. Nadproudová ochrana je navržena tak, aby při překlopení komparátoru v případě vzniku kritického zkratu byla na výstupu log.0 z důvodu bezpečnosti. Nadproudová ochrana má hysterezi, aby v případě trvání zkratu po delší čas nedocházelo k VF kmitání. VF kmitání vede ke zvýšení přepínacích ztrát tranzistorů. V krajním případě jejich zničení. Pro nadproudovou ochranu je využita druhá polovina operačního zesilovače TS912A. Vstup CSC silového modulu FSBB15CH60C reaguje při zkratu na log.1, kdy se blokují tranzistory a výstup VFO je v log.0. Za operačním zesilovačem následuje tranzistorový invertor. Z invertoru je signál veden na indikaci sepnutí nadproudové ochrany a přes RC filtr na vstup výkonového modulu. Invertor bylo nutno použít z důvodu přizpůsobení logiky.



Obrázek 3.6: Sekundární nadproudová ochrana s optickou indikací sepnutí

Je zapotřebí dodržet posloupnost působení ochran (primární – integrovaná, sekundární) v případě zkratu. V případě nadproudu primární integrovaná ochrana plynule snižuje střidu, pokud by došlo k selhání nebo velkému přetížení způsobí sekundární nadproudová ochrana a dojde k vypnutí chodu měniče. Integrovaná nadproudová limitace bude nastavena dle datasheetu na 5 V(250 mV). Sekundární nadproudová pak 5 V~5,5 V kde 5,5 V je hranice aktivace a 5 V hranice deaktivace. Hystereze bude nastavena na 0,5 V. Napájecí napětí řídicí elektroniky je 15 V.

Z řady odporů bude zvolen spodní odpor $R_{20}=5,6\text{ k}\Omega$ pro 5,25 V (střední hodnota hystereze) na neinvertujícím vstupu OZ. K volbě odporu dochází na základě vhodné velikosti procházejícího proudu bočníkem.

Kontrola proudového zatížení děliče a výpočet velikosti odporu R_{19}

$$I_{dd} = \frac{U_{dol}}{R_{20}} = \frac{5,25}{5,6} = 0,94\text{ mA} \quad (2.16)$$

$$R_{19} = \frac{U_{CC} - U_{dol}}{I_d} = \frac{15 - 5,25}{0,94} = 10,3\text{ k}\Omega \quad (2.17)$$

Z řady odporů bude vybrán odpor $R_{19}=10\text{ k}\Omega$

Skutečné výstupní napětí děliče

$$U_{vyst} = U_{CC} \cdot \left(\frac{R_{20}}{R_{19} + R_{20}} \right) = 15 \cdot \left(\frac{5,6}{10 + 5,6} \right) = 5,38\text{ V} \quad (2.18)$$

Návrh zpětnovazebního rezistoru R_{22}

$$U_{hor} = U_{CC} \cdot \frac{R_{20}}{R_{20} + \frac{R_{19} \cdot R_{22}}{R_{19} + R_{22}}} \quad (2.19)$$

$$U_{dol} = U_{CC} \cdot \frac{\frac{R_{20} \cdot R_{22}}{R_{20} + R_{22}}}{\frac{R_{20} \cdot R_{22}}{R_{20} + R_{22}} + R_{19}} \quad (2.20)$$

Ze vztahů 2.19 a 2.20 porovnáním dle U_{CC} se vypočte hledaný rezistor R_{22}

$$\frac{R_{22}}{R_{19} + R_{22}} = \frac{U_{dol}}{U_{hor}} \Rightarrow R_{22} = \frac{R_{19}}{\left(\frac{U_{hor}}{U_{dol}} - 1\right)} = \frac{10}{\left(\frac{5,5}{5} - 1\right)} = 100 \text{ k}\Omega \quad (2.21)$$

Návrh rezistoru pro indikační LED velikosti 0805 (RED; 1,8 V; 20 mA), (BSS138; $R_{dsON}=3,5 \text{ }\Omega$)

$$R_{26} = \frac{U_{CC} - U_f - U_{DS}}{I} = \frac{U_{CC} - U_f - (R_{dsON} \cdot I)}{I} = \frac{15 - 1,8 - (3,5 \cdot 0,02)}{0,02} = 656,5 \text{ }\Omega \quad (2.22)$$

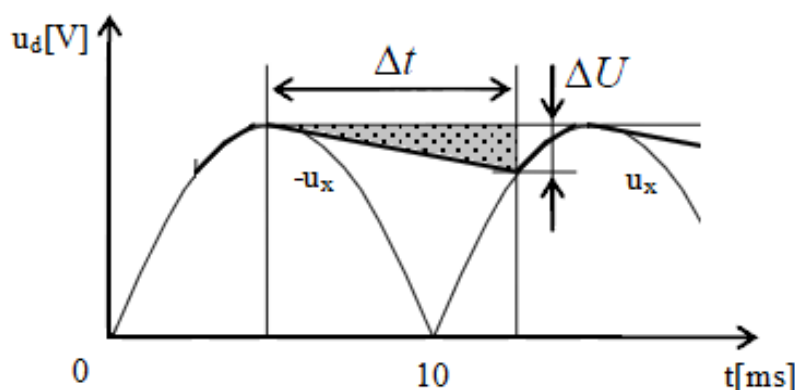
Z řady byl vybrán odpor o velikosti $R_{26}=680 \text{ }\Omega$.

RC filtry jsou navrhovány dle níže uvedeného vztahu, jejichž mezní frekvence se upraví na základě zkoušek prototypu.

$$f_{mez} = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2.23)$$

3.1.6 Výpočet parametrů kondenzátoru v meziobvodu

Dvoupulzní usměrňovač (Gretz) funguje ve spolupráci s kondenzátorem v meziobvodu jako špičkový detektor. Kondenzátor se nabíjí na špičkovou hodnotu usměrněných napětíových pulzů. Při zatížení usměrňovače s kondezátorem dochází k poklesu napětí na výstupu způsobené větším zvlněním výstupního napětí vlivem zátěže. Výstupní napětí je pak menší než špičková hodnota, která činí pro dvoupulzně usměrněnou síť 325 V ($230 \cdot \sqrt{2}$). Následný měnič, který je připojen k meziobvodu, je navržen pro hodnotu napájecího napětí 300V. Pro toto napětí meziobvodu je pak nejvhodnější zvolit maximální pokles asi $\Delta U = 40 \text{ V}$ a čas poklesu $\Delta t = 8 \text{ ms}$. Tyto hodnoty jsou zvoleny na základě empirického zjištění. Výpočtu kapacity sběracího kondenzátoru je docíleno předpokladem, že zátěž odebírá konstantní proud. Při dané hodnotě poklesu a času, lze vybíjení kondenzátoru linearizovat, pak lze vypočítat kapacitu kondenzátoru následujícím způsobem uvedeným níže.



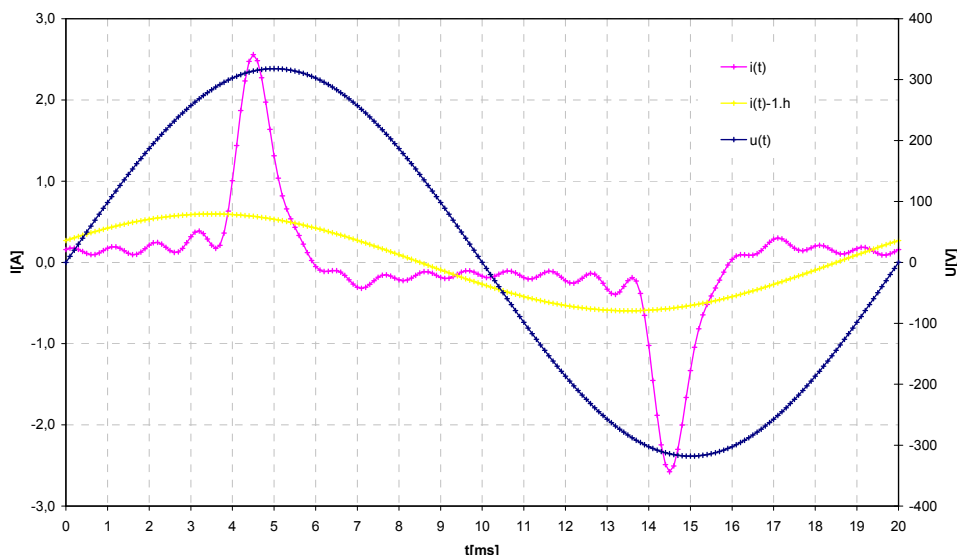
Obrázek 3.7: Cyklický pokles napětí mezi pulzy; převzato a upraveno z [17]

Střední hodnota proudu kondenzátorem je nulová, proto velikost mezilehlého proudu je totožná s velikostí proudu zátěžného, tedy:

$$i(t) = C \cdot \frac{du(t)}{dt} \Rightarrow I_z = C \cdot \frac{\Delta U}{\Delta t} \Rightarrow C = I_z \cdot \frac{\Delta t}{\Delta U} = 2,5 \cdot \frac{0,008}{40} = 500 \cdot 10^{-6} F = 500 \mu F \quad (2.24)$$

Špičková hodnota napětí meziobvodu činí 325 V, kondenzátor je třeba dle řady dimenzovat na napětí minimálně 400 V. Pro měnič byly následně vybrány kondenzátory s parametry 220 μF /450 V. Kondenzátory jsou zapojeny paralelně, jejich výsledná kapacita je tedy 440 μF . Elektrolytické kondenzátory typu „low ESR“ jsou cenově náročné a obtížněji dostupné, proto bylo v reálu přistoupeno k nepatrnému snížení kapacity, než je navrženo výpočtem. Ve výpočtu je uvažován nominální proud 2,5 A. Proud 5 A pro dvojnásobné momentové přetížení je uvažován pouze jako dočasný.

3.1.7 Dimenzování diod a předřazené pojistky



Obrázek 3.8: Tvar odebíraného proudu usměrňovače ze sítě s první harmonickou

Výše uvedený obrázek je záznamem měření v laboratoři, nesouvisí však přímo s konkrétním zapojením měniče. Přesnou efektivní hodnotu odebíraného proudu ze sítě na kterou je třeba dimenzovat pojistku, lze určit pouze matematickou simulací. Pro výpočet však lze použít zjednodušující předpoklad, že usměrňovač pracuje do ideální indukčnosti o velikosti $L \rightarrow \infty$ a činný výkon přenáší pouze první harmonická, tedy:

$$P_d = U_{d,\max} \cdot I_d = U_{S,f,a} \frac{2}{\pi} \sin \frac{\pi}{2} \cdot I_d = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot U_{S,f,ef} \cdot I_d \quad (2.25)$$

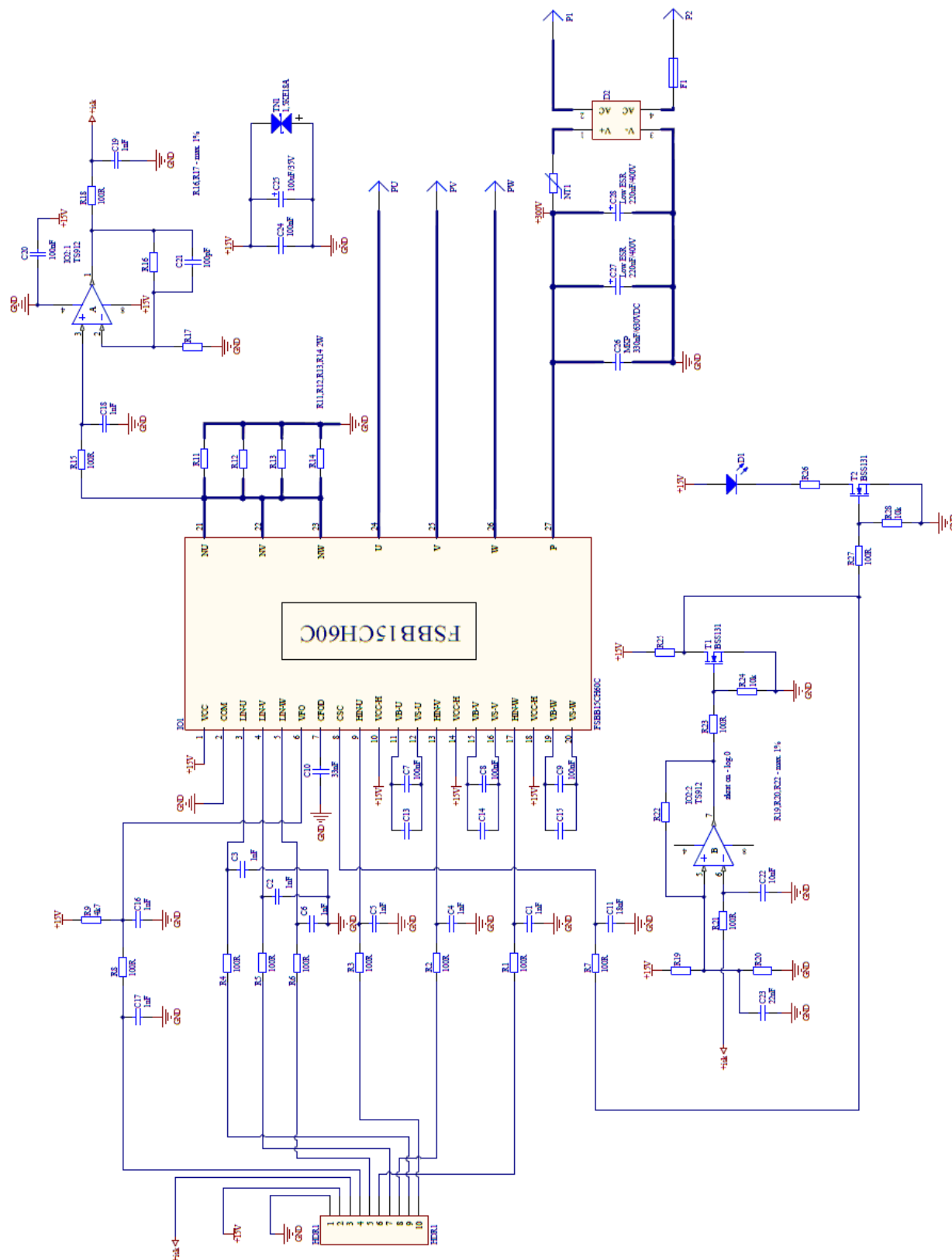
$$P_d = U_{S,f,ef} \cdot I_{S,f,ef,1h} \quad (2.26)$$

$$\frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot U_{S,f,ef} \cdot I_d = U_{S,f,ef} \cdot I_{S,f,ef,1h} \Rightarrow I_{S,f,ef,1h} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot I_d = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot 5 = 4,5 \text{ A} \quad (2.27)$$

Z řady volíme pomalou trubičkovou tavnou pojistku 5 A (6,3 A) 250 V.

Dvojice diod vede vždy pouze půlperiodu, jsou tedy namáhány proudem $\frac{I_d}{2}$. V tom případě je proud $I_d = 5 \text{ A}$, diody jsou tedy namáhány proudem 2,5 A a napětím na kondenzátoru, tedy cca 300 V. V tomto případě byl vybrán můstek s parametry 10 A/1000 V v pouzdře D46. Parametry mají velkou rezervu, protože bylo třeba zvolit můstek v konkrétním konstrukčním provedení.

3.1.8 Celkové schéma



Obrázek 3.9: Celkové schéma zapojení silové části pro síť 230 V

Proti napěťovým špičkám v napájecí hladině +15 V působí transil 1,5KE18A. Termistor mezi usměrňovačem a kondezátory v meziobvodu omezuje proudový náraz (nebezpečí proražení diod v usměrňovači a přetavení pojistky) při připojení silové části na síť.

3.2 Řídicí elektronika

Algoritmus řízení celého měniče je zajištěn levným, jednoúčelovým řídicím obvodem LB11696B od firmy SANYO. LB11696V obsahuje PWM modulátor, díky tomu je určen pro přímé řízení BLDC motorů s minimem externích součástek. Pokud je třeba proudové vydatnosti řídicích pulzů, je možné výstupy obvodu proudově posílit tranzistory. Obvod obsahuje kompletní sadu ochranných obvodů umožňujících vytvořit spolehlivý pohon. Převážně se používá pro klimatizační jednotky, popřípadě oběhová čerpadla. Hlavní řídicí obvod je ovládán jednoduchou logikou. Ovládání je provedeno pomocí časovače NE555(NE556). Díky použitému časovači je měnič možné ovládat pulzní logikou.

Tabulka 3.2: *Algoritmus six-step komutace řídicího obvodu LB11696V; převzato z [18]*

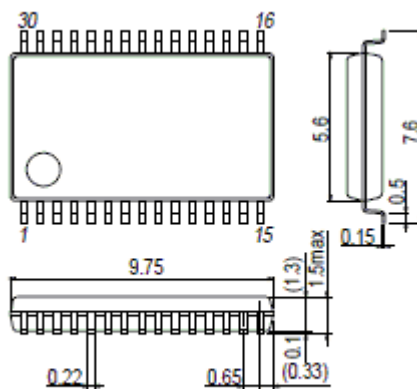
	F/R = "L"			F/R="H"			Output	
	IN1	IN2	IN3	IN1	IN2	IN3	PWM	
1	H	L	H	L	H	L	VH	UL
2	H	L	L	L	H	H	WH	UL
3	H	H	L	L	L	H	WH	VL
4	L	H	L	H	L	H	UH	VL
5	L	H	H	H	L	L	UH	WL
6	L	L	H	H	H	L	VH	WL

V „Output“ bloku tabulky je přehledně zobrazeno, které tranzistory třífázového můstku jsou aktivní při jednotlivých krocích komutace. PWM modulace se týká pouze horních tranzistorů ve větvi. Na vstupy IN1-IN3 jsou připojeny signály z hallových sond o logických úrovních 0 a 1 neboli L a H. Parametr F/R vyjadřuje jestli se jedná dopředný či reverzní chod motoru.

3.2.1 Parametry řídicího obvodu

- Bipolární řízení
- Řízení otáček stejnosměrným napětím nebo pulzním vstupem s proměnnou střídou
- Možná reverzace
- Start/stop režim (ve stop režimu možná úspora energie odpojováním Hallových senzorů)
- Stabilizovaný výstup 5 V (VREG pin)

- Vestavěná nadproudová limitace (aktivace při napětí 0,25 V na vstupu RF)
- Ochrana proti podpětí (nastavení pomocí Zenerovy diody)
- Čtyři možné typy výstupního signálu z Hallových sond (HP pin)
- Podporuje vytvoření tepelné ochrany pomocí termistoru
- Napájecí napětí max. 18 V
- Spotřeba proudu v klidovém režimu 4 mA



Obrázek 3.10: Obvod LB11696B; převzato z [18]

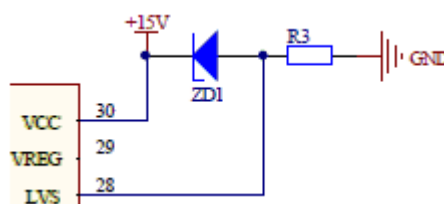
Popis jednotlivých vývodů [18]

- | | |
|----------|---|
| 1. GND | -společná zem |
| 2. RFGND | -zem bočníku nadproudové limitační ochrany, propojeno s GND |
| 3. RF | -vstupní napěťový signál nadproudové limitační ochrany (250 mV) |
| 4. WH | -výstup pro horní tranzistor fáze W |
| 5. WL | -výstup pro spodní tranzistor fáze W |
| 6. VH | -výstup pro horní tranzistor fáze V |
| 7. VL | -výstup pro spodní tranzistor fáze V |
| 8. UH | -výstup pro horní tranzistor fáze U |
| 9. UL | -výstup pro spodní tranzistor fáze U |
| 10. IN1- | -záporný vstup Hallové sondy A |
| 11. IN+ | -kladný vstup Hallové sondy A |

- 12. IN2- -záporný vstup Hallovy sondy B
- 13. IN2+ -kladný vstup Hallovy sondy B
- 14. IN3- -záporný vstup Hallovy sondy C
- 15. IN3+ -kladný vstup Hallovy sondy C
- 16. EI+ -neinvertující vstup OZ ovládacího stejnosměrného signálu
- 17. EI- -invertující vstup OZ ovládacího stejnosměrného signálu
- 18. TOC -výstup OZ, vstup komparátoru PWM
- 19. PWM -nastavení nosné frekvence PWM (kondenzátor mezi PWM-GND)
- 20. RD -výstup informující o chodu motoru (omezovač fyzického zastavení motoru)
- 21. CSD -rychlost omezovače on/off (kapacita mezi CSD-GND)
- 22. S/S -start/stop (log.0 – start, log.1 – stop)
- 23. PWMIN -řízení otáček pulzně změnou střídý
- 24. F/R -vpřed/vzad (log.0 – vpřed, log.1 – vzad)
- 25. HP -výstup signálu z Hallových sond (údaj o otáčkách)
- 26. N1 -nastavení výstupního signálu HP
- 27. N2 -nastavení výstupního signálu HP
- 28. LVS -vstup podpět'ové ochrany (vypnutí obvodu při napětí menším než 4,35 V)
- 29. VREG -výstup stabilizovaného 5 V napětí
- 30. VCC -napájení + (max. 18 V)

3.2.2 Podpět'ová ochrana

Z důvodu bezpečnosti je do řídicího obvodu integrována podpět'ová ochrana. Okamžik aktivace se nastavuje zenerovou diodou, která „posune“ vypínací napětí na pinu č.28 na žádanou hodnotu 4,35 V. Vypnutí proběhne v okamžiku kdy napětí poklesne pod tuto hodnotu. Vypínací napětí je odvozeno od silového obvodu, který má povolené minimální napájecí napětí 13,5 V.



Obrázek 3.11: Podpět'ová ochrana

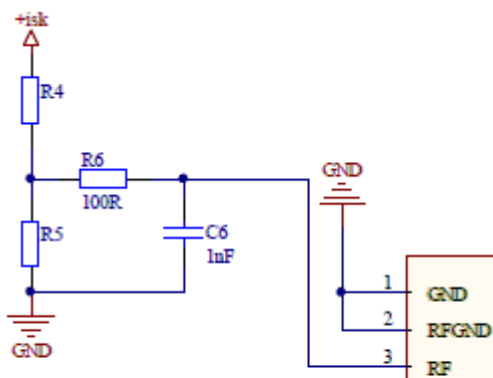
Návrh děliče napětí se zenerovou diodou, dle katalogu je minimální proud děliče 75 μA . Pro spolehlivou funkci je zvolen proud dvojnásobný 150 μA .

$$U_{ZD} = U_{\min} - U_{vyp} = 13,5 - 4,35 = 9,15V \Rightarrow 9,1V \quad (3.1)$$

$$R_3 = \frac{U_{vyp}}{I} = \frac{4,35}{0,150} = 29k\Omega \Rightarrow 27k\Omega \quad (3.2)$$

3.2.3 Integrovaná nadproudová ochrana (limitace)

Integrovaná nadproudová ochrana se aktivuje při napětí 250 mV na pinu č.3. Tato ochrana je nastavena jako primární. V okamžiku dosáhnutí 250 mV, dochází k plynulému snížení střídy měniče, jak již bylo řečeno v předchozích kapitolách. V případě dvojnásobného momentového přetížení má napěťový signál hodnotu 4,92 V. Sekundární nadproudová ochrana se aktivuje při napětí 5,5 V a deaktivuje při napětí 5 V na vstupu. Hodnota 5 V je jako aktivační hranice této nadproudové limitační ochrany.



Obrázek 3.12: Primární nadproudová ochrana

Hodnota rezistoru R_5 zvolena na 1 $k\Omega$, je třeba provést kontrolu proudového zatížení bočníku

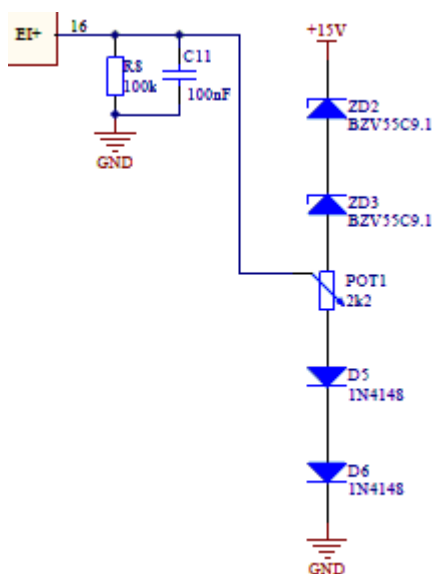
$$I = \frac{U_2}{R_5} = \frac{0,25}{1000} = 0,25\text{ mA} \quad (3.3)$$

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{R_5}{R_4 + R_5} \Rightarrow R_4 = \left(\frac{U_1}{U_2} - 1 \right) \cdot R_5 = \left(\frac{5}{0,25} - 1 \right) \cdot 1 = 19\text{ k}\Omega \quad (3.4)$$

Dle řady je vybrán odpor o hodnotě 18 kΩ. Menší hodnota je zvolena proto, aby se v mezním případě jako první neaktivovala sekundární nadproudová ochrana.

3.2.4 Řízení (střídy) otáček

Řízení je provedeno přivedením stejnosměrného napětí na pin č.16 v rozsahu 1,35~3 V. Hranice 1,35 V a níže odpovídá střídě 0 % (nulové otáčky). Hranice 3 V a výše odpovídá střídě 100 % (maximální otáčky). Řízení je provedeno neobvyklým děličem sestaveného z potenciometru, diod a Zenerových diod. Nejvyšší napětí na potenciometru je cca 1,3 V. Toto napětí zajišťují dvě obyčejné diody v propustném směru zapojené do série. Nejvyšší napětí na potenciometru má být 3 V. Toto napětí zajišťují dvě do série zapojené Zenerovy diody jako napájecí napětí mínus Zenerova napětí obou diod. Odporová dráha potenciometru slouží k nastavení proudu protékaného děličem. Mezi pinem č.16 a zemí je připojen rezistor 100 kΩ. Tento rezistor uzemní vstup EI+ (nulovou střidu) v případě, že by došlo poruše potenciometru (špatný přítlak jezdce na odporovou dráhu). Kondenzátor kompenzuje vliv nestability vstupního napětí při otáčení potenciometru.



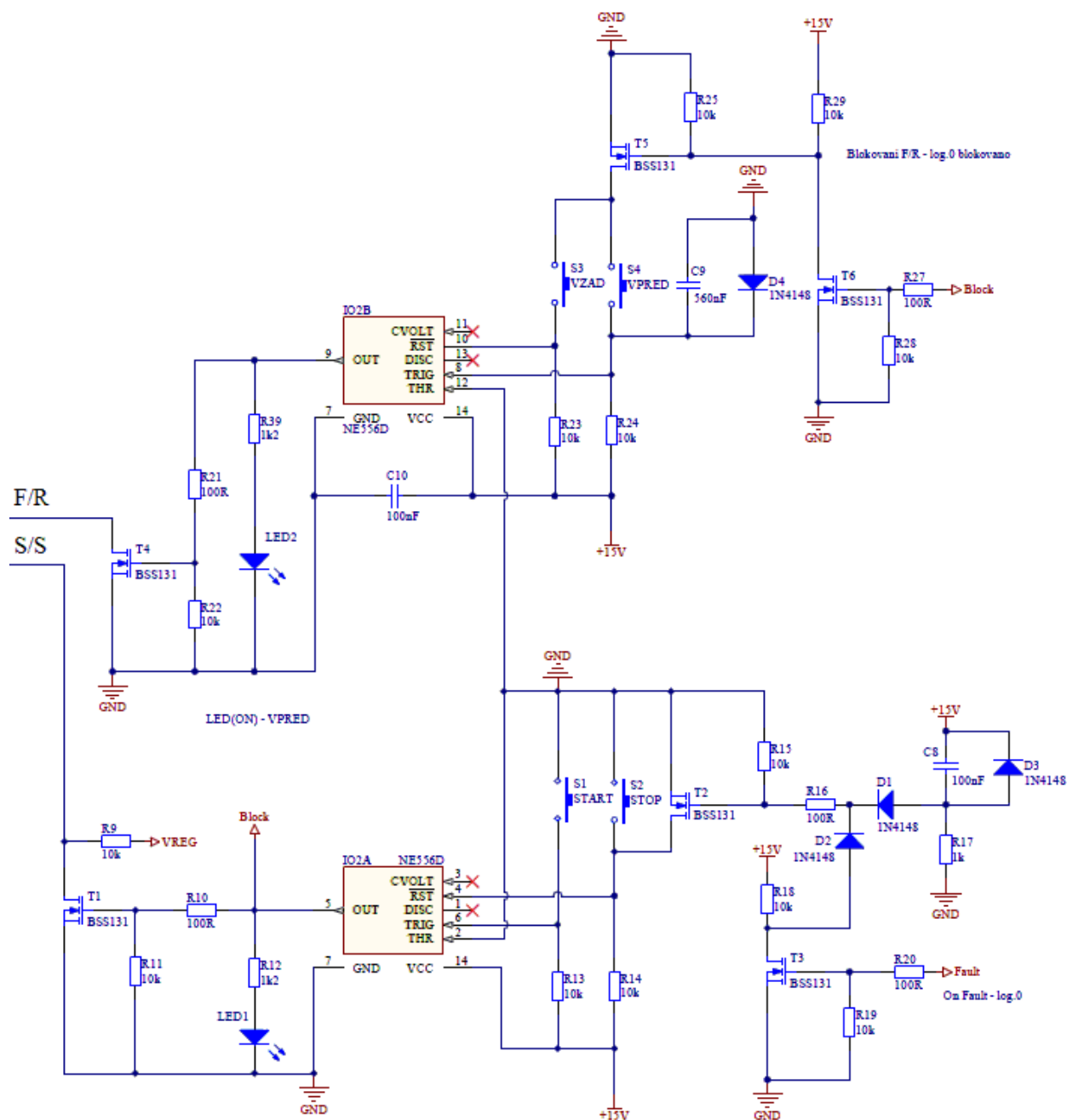
Obrázek 3.13: Dělič napětí s potenciometrem pro řízení střídy

Z důvodu napěťové stability a byl proud zvolen na 1 mA, odpor potenciometru je pak:

$$R_{pot} = \frac{U_{CC} - U_{ZD2} - U_{ZD3} - U_{D5} - U_{D6}}{I} = \frac{15 - 6,8 - 5,1 - 0,65 - 0,65}{1 \cdot 10^{-3}} = 1,8 \cdot 10^3 \Omega = 1,8 \text{ k}\Omega \quad (3.5)$$

Z katalogu vybrán potenciometr s odporem dráhy 2,2 kΩ. Zenerovy diody mají napětí 6,8 V a 5,1 V. Horní napětí je pak 3,1 V.

3.2.5 Ovládací logika řídicího obvodu

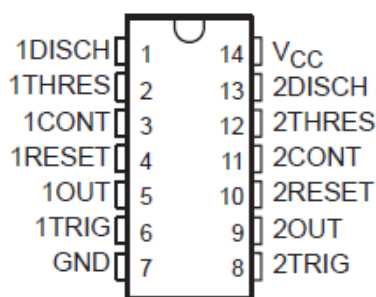


Obrázek 3.14: Ovládací logika řídicího obvodu

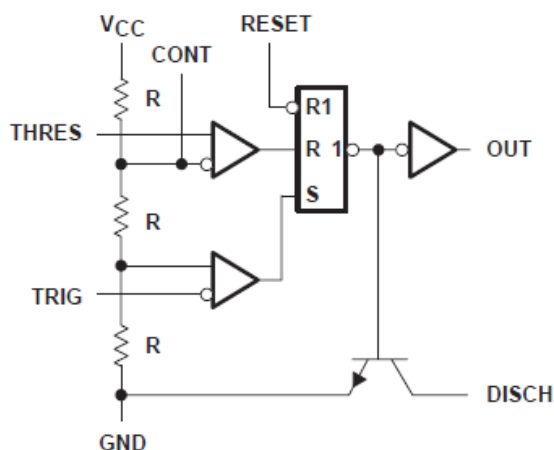
Základem celého systému ovládání je časovač NE556D. Je to časovač skládající se ze dvou časovacích obvodů NE555. Polovina obvodu NE556D obstarává funkci START/STOP, druhá polovina obstarává funkci VPŘED/VZAD. Obvod NE555 obsahuje dva operační zesilovače, klopný obvod RS (set-reset), vybíjecí tranzistor (používá se jen pro astabilní klopný obvod) a jeden invertor. V tomto zapojení se využívá pouze klopného obvodu RS.

Klopný obvod RS je jednobitová paměť. Tato jednobitová paměť má dva výstupní stavy, logická 0 a 1. Jednotlivé stavy výstupu se uchovávají do doby, dokud nedojde vnějším vlivem k překlopení RS obvodu. Po odeznění hrany signálu na vstupu TRIG(SET) nebo RST(RESET), stav výstupu OUT setrvá do dalšího překlopení obvodu. Vstupy obvodu reagují na sestupné hrany signálu. V okamžiku příchodu sestupné hrany signálu na vstup TRIG se výstup OUT přepne do stavu 1, při příchodu sestupné hrany na vstup RST do stavu 0. Sestupná hrana na vstupech vzniká jejich uzemněním přes tlačítka. V klidovém stavu je na vstupech logická 1 zajištěna pull-up odpory R_{13} , R_{14} , R_{23} , R_{24} . Stav výstupu je indikován LED.

1.1.1 Parametry obvodu NE556D



Obrázek 3.15: Rozložení pinů obvodu NE556D; převzato z [19]



Obrázek 3.16: Vnitřní blokové zapojení 1/2 obvodu NE556D(NE555); převzato z [19]

Obvod se napájí stejnosměrným napájecím napětím max. 18 V. Maximální dovolené napětí vstupních pinů CONT, RESET, THRES, a TRIG je stejné jako napájecí. Maximální proudové zatížení výstupu je 200 mA. Rozsah pracovní teploty je od 0°C do 70°C. V případě vyšší teploty okolí než 70 °C bude použito obvodu SA556D, který má pracovní rozsah teplot od -40 °C do 85°C.

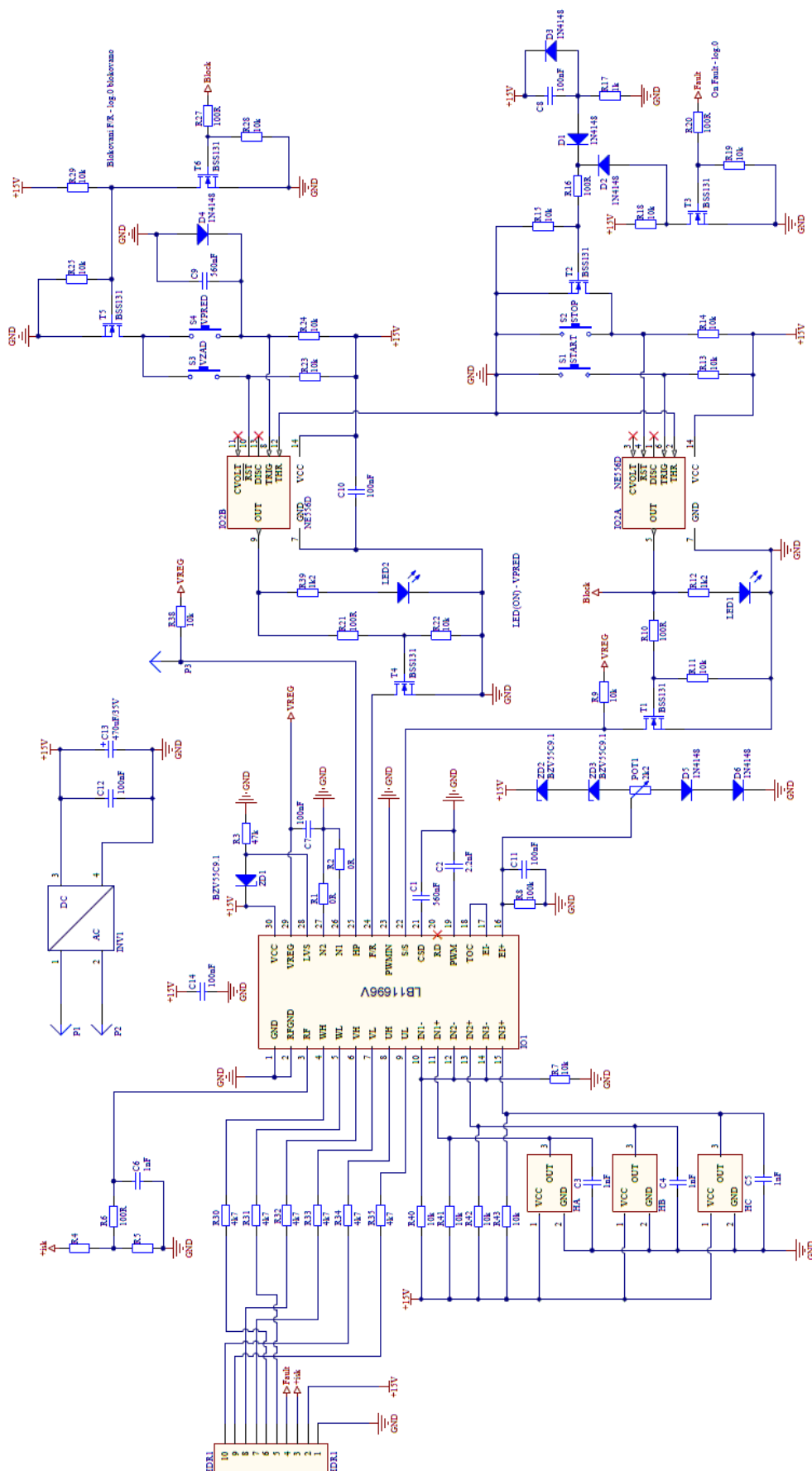
1.1.2 Funkce START/STOP

Část obstarávající funkci START/STOP má ovládací tlačítka, jejíž ovládací tlačítko STOP je přemostěno tranzistorem T₂. Gate tranzistoru je přes omezovací rezistor (omezení proudu při nabíjení kapacity vstupního hradla – u „malých“ tranzistorů nemusí být) připojen na katody součtových diod D₁ a D₂. Diody D₁ a D₂ plní funkci logického hradla OR. Anoda diody D₁ je připojena na RCD článek, který v případě připojení napájecího napětí anodu diody potenciálově stáhne do plusu (log.1). Jak se kondenzátor přes odpor R₁₇ nabije na plné napájecí, anoda je stažena na potenciál GND (log.0). Dioda D₃ zajistí okamžité vybití C₈ po odpojení napájení. Anoda diody D₂ je připojena na signál FAULT přes tranzistorový invertor. Pokud je na gate tranzistoru T₃ logická 1 je na anodě diody D₂ logická nula a naopak. RCD článek zajišťuje definovaný výstupní stav OUT při připojení napájecího napětí. V tomto případě logická 0. Časová konstanta RCD článku odpovídá součinu hodnoty R₁₇ a C₈. Velikost odporu R₁₇ ovlivňuje maximální hodnotu nabíjecího proudu v okamžiku připojení RCD článku na napájecí napětí. Generování signálu FAULT zajišťuje výkonový modul FSBB15CH60C.

1.1.3 Funkce VPŘED/VZAD

Překlápění obvodu plnící funkci VPŘED/VZAD opět zajišťují tlačítka. Přepnutí směru otáčení za chodu motoru způsobuje proudové rázy. Tento problém je omezen blokováním. Blokování zajišťuje tranzistor T₅. V případě, že je systém v chodu, je na gate tranzistoru T₆ signál BLOCK, který má hodnotu logická 1. Tranzistor je sepnut a gate tranzistoru T₅ je přes tranzistor T₆ uzemněn. T₅ je rozepnutý. Tím je zajištěno, že tlačítka S₃ a S₄ nelze uzemnit a tím vytvořit sestupnou hranu na překlopení obvodu (změnu směru otáčení). Na tlačítku S₄ je paralelně připojen kondenzátor C₉ s diodou D₄. Kondenzátor zajišťuje definovaný stav RS obvodu po zapnutí napájení. Dioda D₄ zajišťuje okamžité vybíjení kondenzátoru v případě rozpojení tlačítka S₄. Malou nevýhodou je, že při výpadku napájecího napětí dojde k vždy nastavení výchozího směru VPŘED. Vzhledem k použití analogové elektroniky je tento problém prakticky neřešitelný, v případě použití mikroprocesoru je možné si okamžitý stav logiky uložit do vnitřní EPROM paměti kde zůstane informace o stavu uchována i po vypnutí napájecího napětí.

3.2.6 Celkové schéma

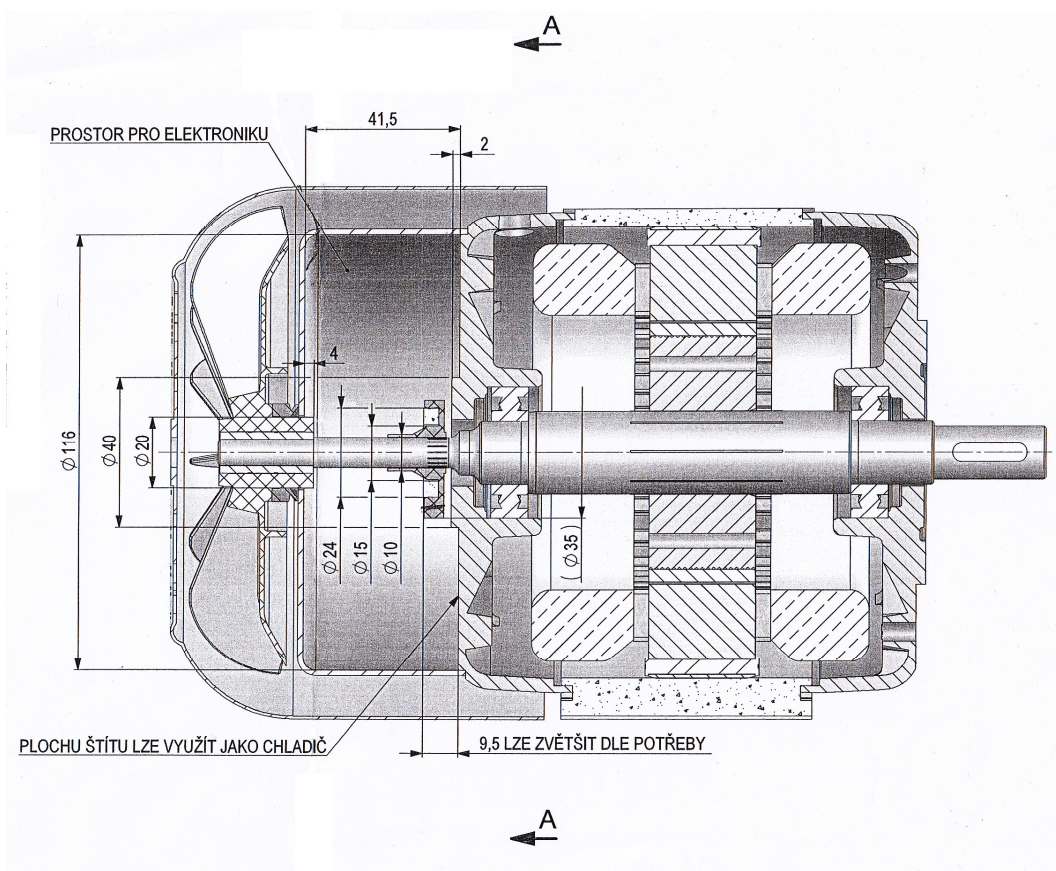


Obrázek 3.17: Celkové schéma řídicí elektroniky

Řídicí obvod LB11696V na vstupu připojení Hallových sond obsahuje diferenční zesilovač, dovoluje tak připojení Hallových sond přímo. V této konfiguraci se však využívají Hallové senzory jako moduly s otevřeným kolektorem. Schéma napojení modulů s Hallovými sondami výše (Obr.3.17) zaslal po komunikaci výrobce. V případě vynechání R_7 je obvod nefunkční (ověřeno). Napájení řídicí elektroniky zajišťuje malý spínaný napájecí zdroj zalitý v pouzdře. Lineární stabilizátor napětí nebyl použit, protože výrobce garantuje na výstupu stabilizovaného zdroje napětí 15 V s odchylkou $\pm 0,5 \%$.

3.3 Desky plošných spojů (DPS)

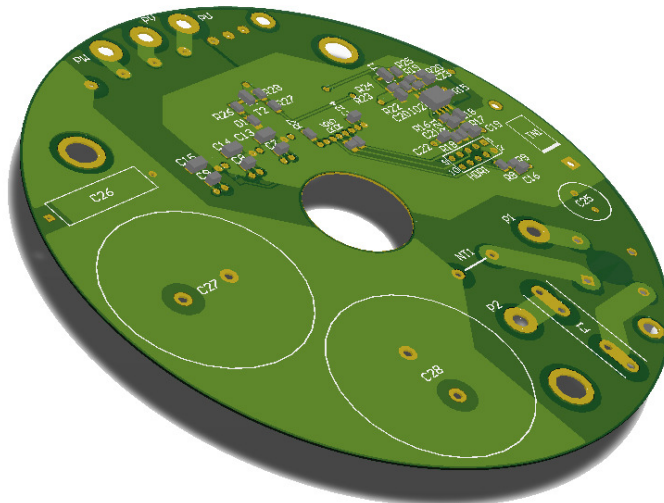
Desky plošných spojů jsou navrženy s ohledem na prostory určené pro měnič (viz. Obr.3.18). Deska silové elektroniky bude přes izolační podložky a vložky přišroubována šrouby M5 k ložiskovému štítu. Výkonový modul je umístěn tak, aby po přišroubování desky byl přes teplovodivou pastu přitlačen na ložiskový štít. Deska řídicí elektroniky bude přes distanční sloupky připevněna k DPS silové elektroniky. Spojení obou desek je realizováno přes dvouřadou dutinkovou lištu a dvouřadý kolík (PC konektory). Hallové sondy jsou umístěny na desce řídicí elektroniky ze spodní strany. Snímací magnetický kroužek bude na hřídel umístěn v prostoru mezi DPS silové a řídicí částí. Toto řešení je provedeno z důvodu úspory místa.



Obrázek 3.18: Výkres motoru a prostoru pro umístění DPS měniče; převzato z [20]

3.3.1 Silová elektronika

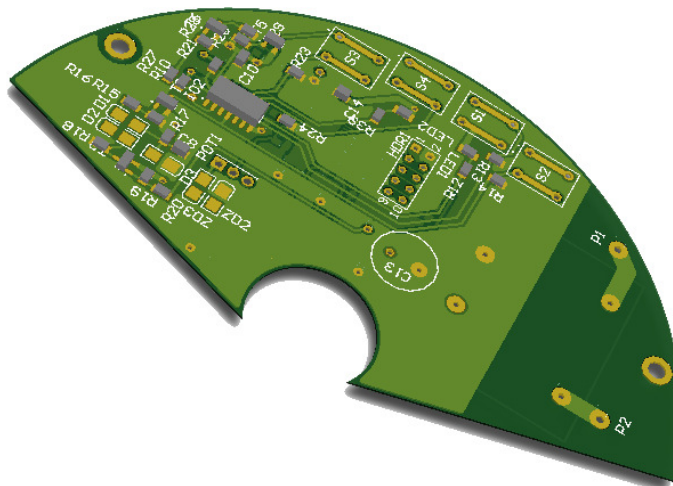
Deska je kruhová o průměru 115 mm. Je opatřena polygony a co nejkratšími cestami z důvodu potlačení parazitní indukčnosti. Deska je navrhována s ohledem na jednoduché osazení součástkami i v případě, že se nepoužije prokovení otvorů.



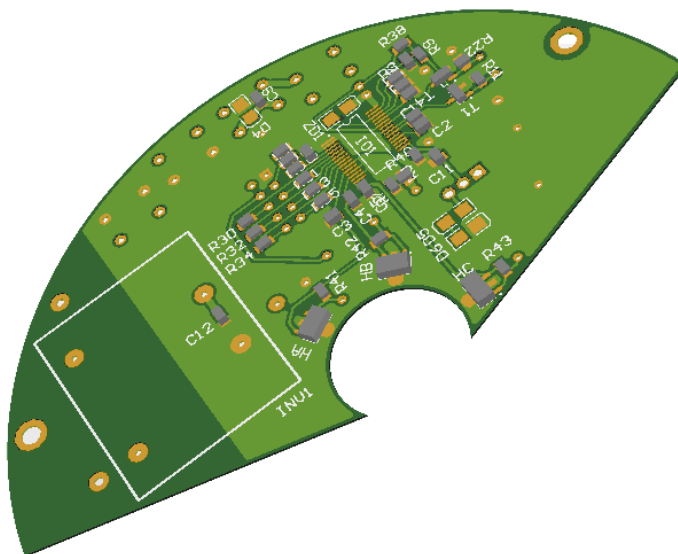
Obrázek 3.19: Deska silové elektroniky

3.3.2 Řídicí elektronika

Deska řídicí elektroniky kopíruje tvar desky silové elektroniky s rozdílem, že je navržena jako kruhová výseč. Kruhová výseč je zvolena nejen z důvodu úspory materiálu, ale i s ohledem na plochu, kterou zaujmají elektrolytické kondenzátory v meziobvodu a lepšího proudění chladicího vzduchu. BLDC motor je čtyřpólový, Hallovy sondy jsou umístěny po 60° mechanických (čtyřpólový motor).

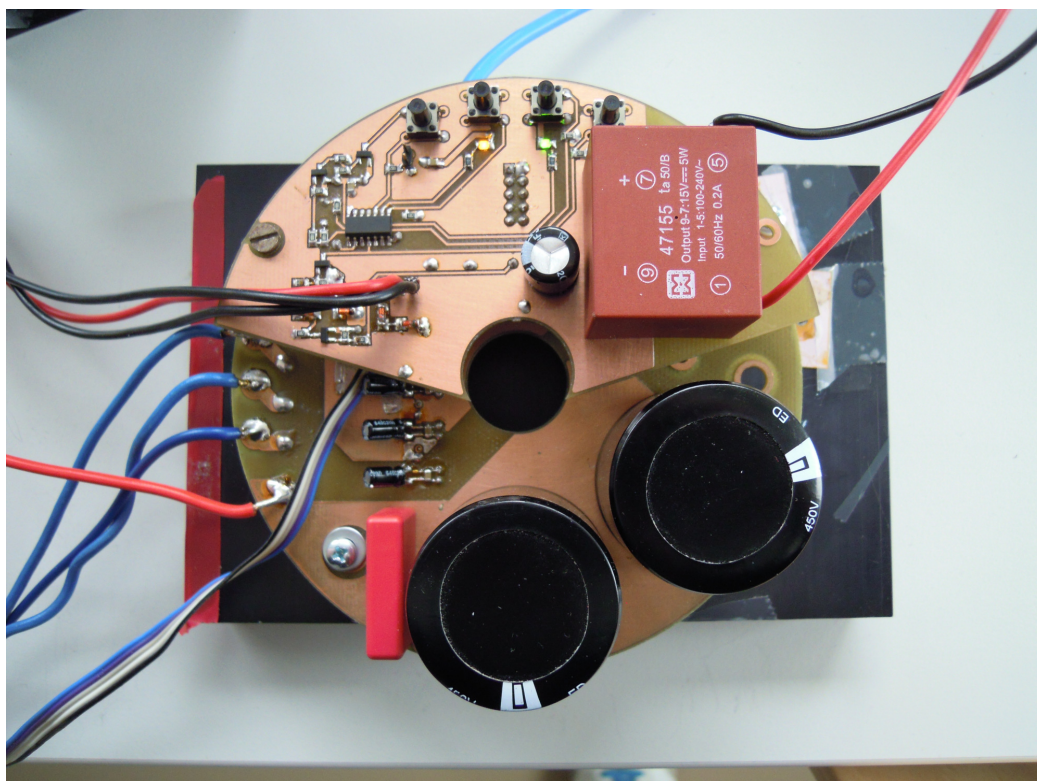


Obrázek 3.20: Deska řídicí elektroniky (Top-layer)



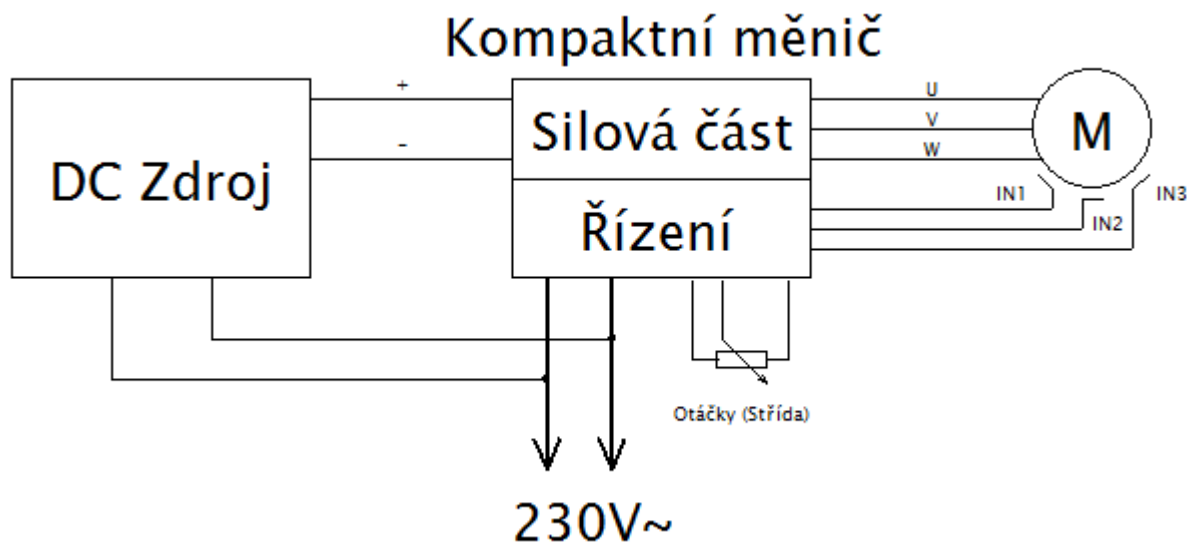
Obrázek 3.21: Deska řídicí elektroniky (Bottom-layer)

4 FUNKČNÍ VZOREK



Obrázek 4.1: Kompaktní měnič při testování

Na Obr.4.1. je zcela sestavený kompaktní měnič s oddělenými deskami silové a řídicí části. Měnič je z důvodu testování prozatím umístěný na externím chladiči. Test probíhal na BLDC motoru o mechanickém výkonu 600 W, který je navržen pro napětí meziobvodu 24 V.

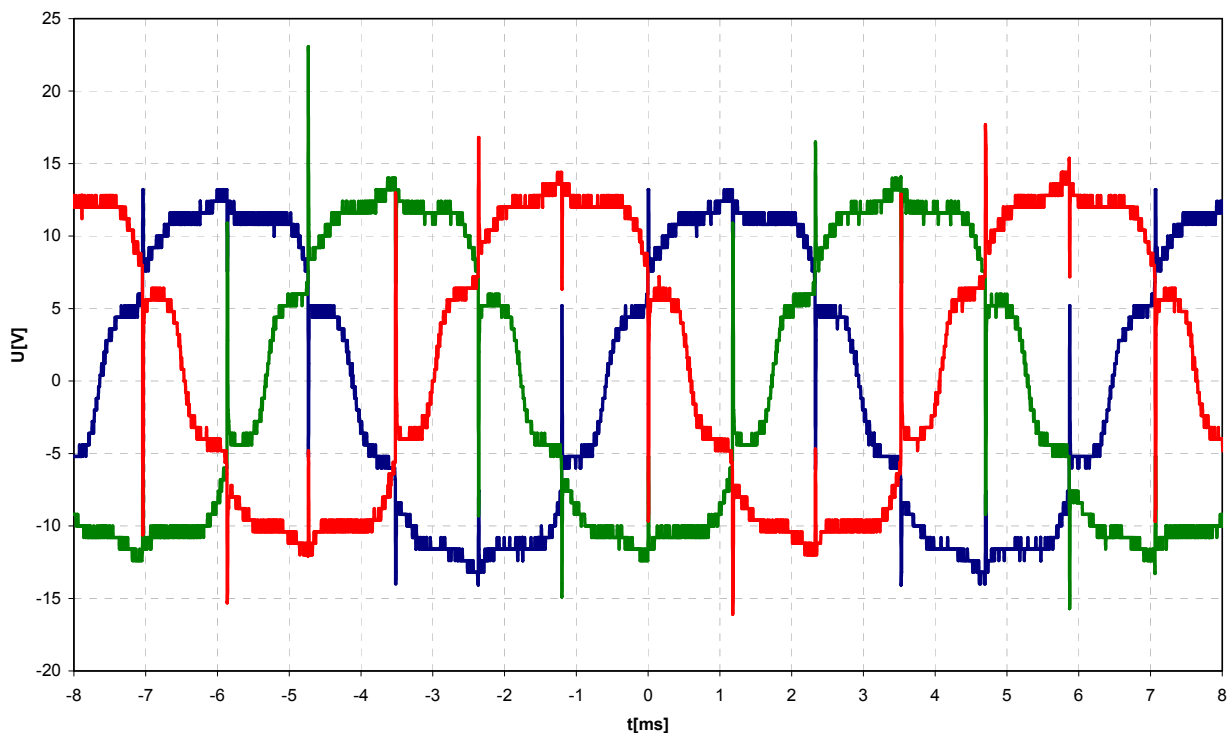


Obrázek 4.2: Blokové schéma zapojení při zkušebním provozu měniče

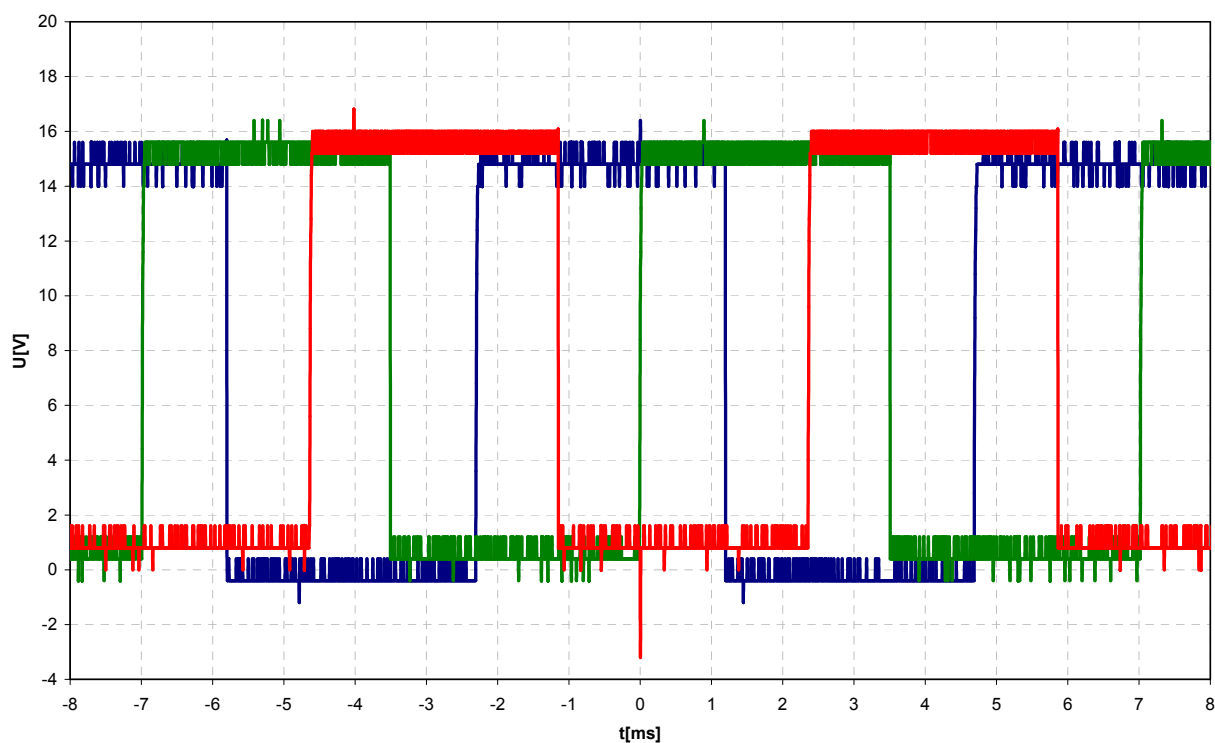
Na Obr.4.2 je uvedeno blokové schéma, dle kterého bylo realizováno zapojení při zkušebním provozu naprázdno. Testem bylo ověřeno, že v celém rozsahu střídě jsou schopny nábojové pumpy spolehlivě napájet horní tranzistory, proto je možné se pohybovat v celém rozsahu řídicího napětí. Na kompaktním měniči byly změřeny veškeré průběhy jednotlivých napětí a proudů vypovídající o správné funkci měniče. Průběhy byly naměřeny jak při střídě 50 % (napětí na řídicím pinu EI+ 2,175 V) i při střídě 100 % (napětí na řídicím pinu 3 V). Z důvodu okolností byl pro měření použit motor pro napětíovou hladinu meziobvodu 24 V. Motor naprázdno, při střídě $s=0,5$ odebírá přibližně 4 A. Díky tomu bylo možno otestovat funkci nadproudových ochran (limitační - primární, rychlá nadproudová – sekundární), protože 5 A je maximální možná hodnota proudu, kterou motor odebírá při napětí meziobvodu 300 V.

Použité měřicí přístroje

- Digitální osciloskop Tektronix DPO 2024
- Stabilizovaný stejnosměrný zdroj STATRON 0-32 V, 0-24 A
- Proudová sonda Agilent s hallovou sondou, rozsah 100 kHz, 10 mV/A, 100 mV/A
- Napěťová sonda (3 kusy) Tektronix P2200, dělič rozsahu 1x/10x, kompenzace



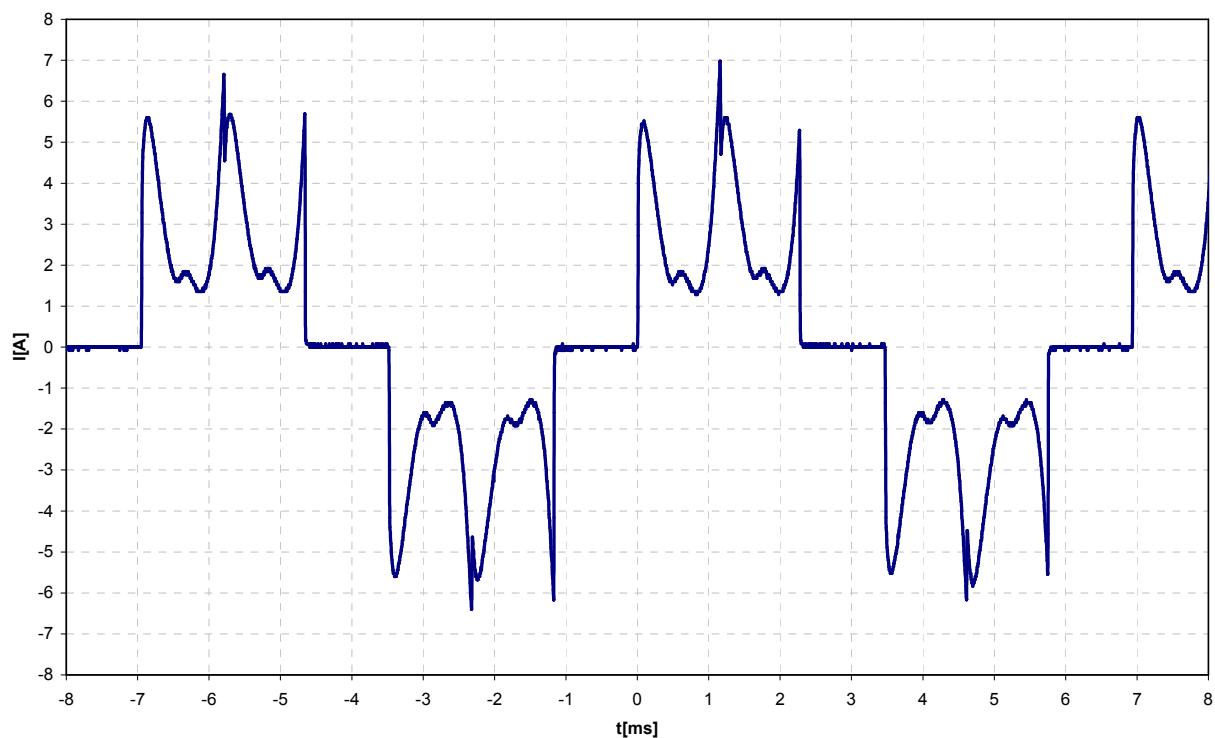
Obrázek 4.3: *Průběhy fázových napětí na motoru, $s=1$ (měřeno proti vyvedenému středu)*¹



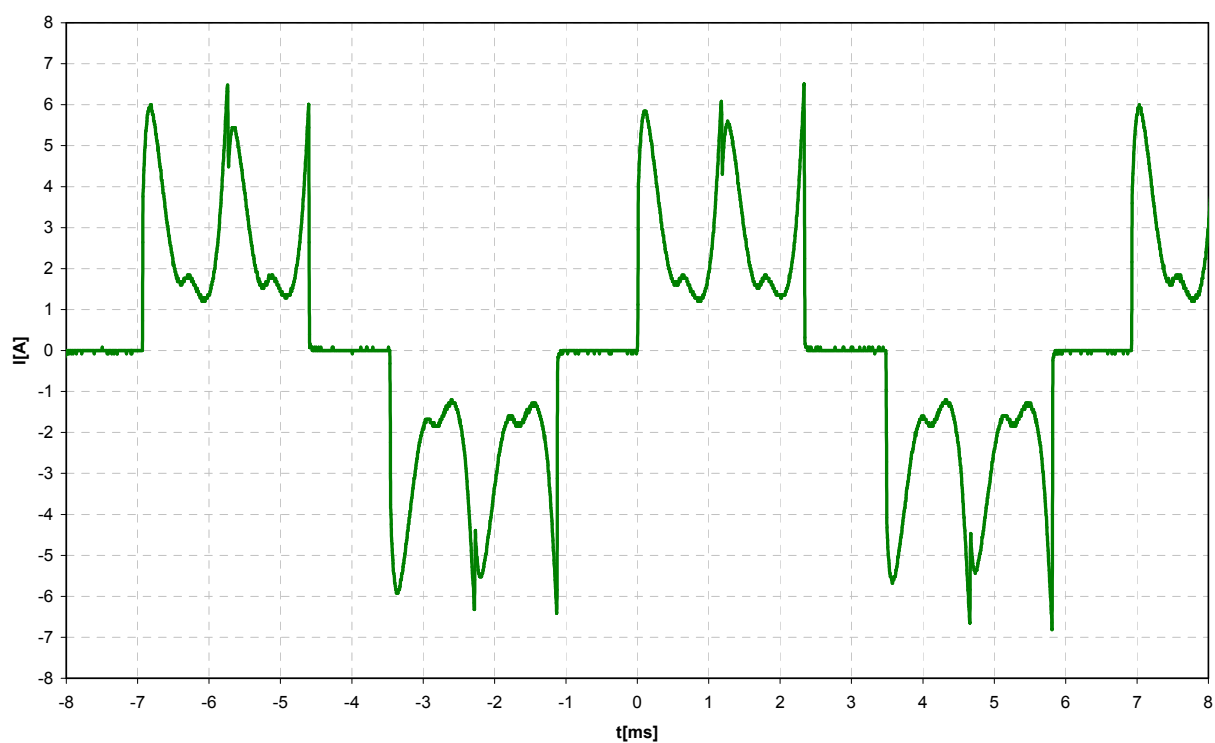
Obrázek 4.4: *Výstupní signály z Hallových sond, $s=1$* ²

¹ U – modrá, V – zelená, W – červená

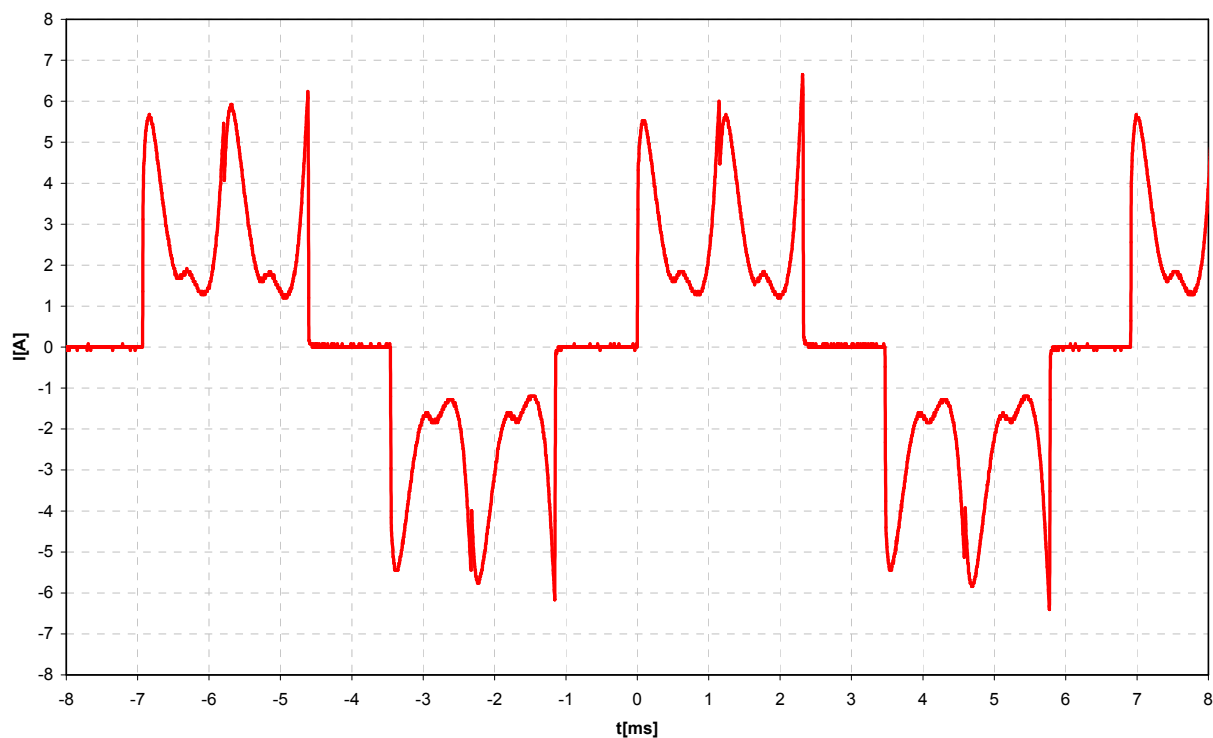
² IN1 – modrá, IN2 – zelená, IN3 – červená



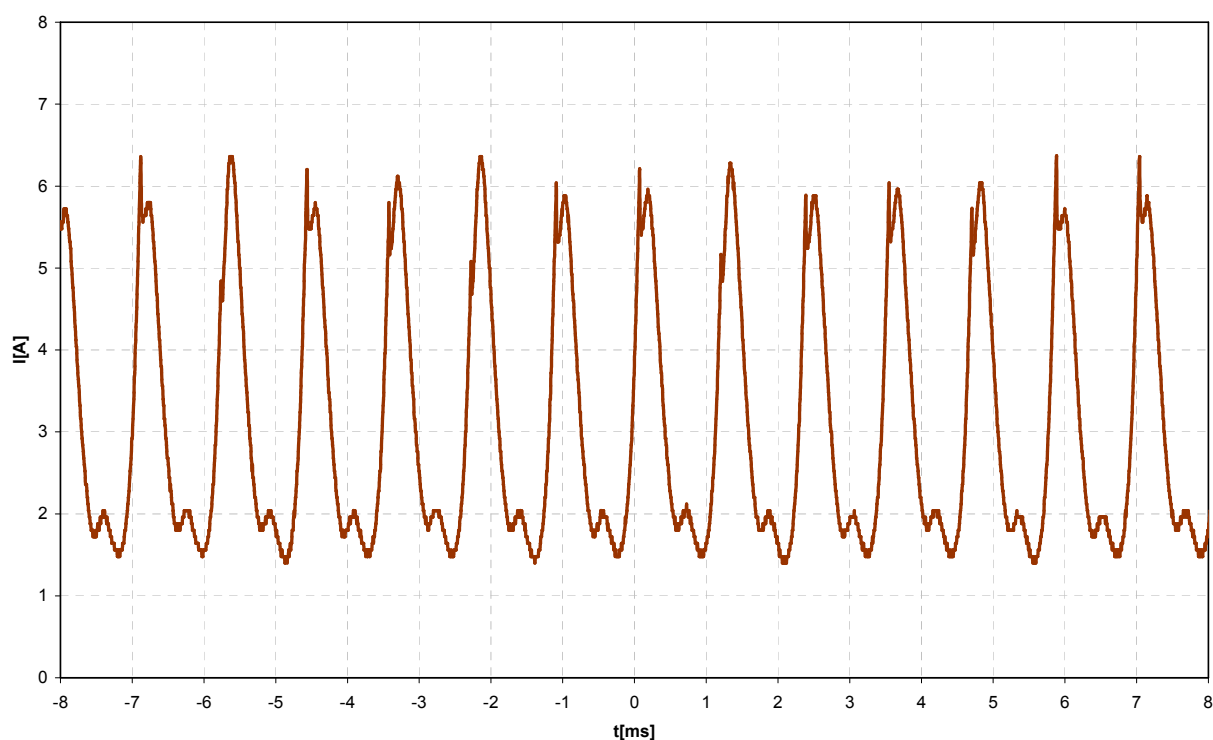
Obrázek 4.5: Proud fáze U , $s=1$ (synchronizováno s průběhem fázového napětí fáze U)



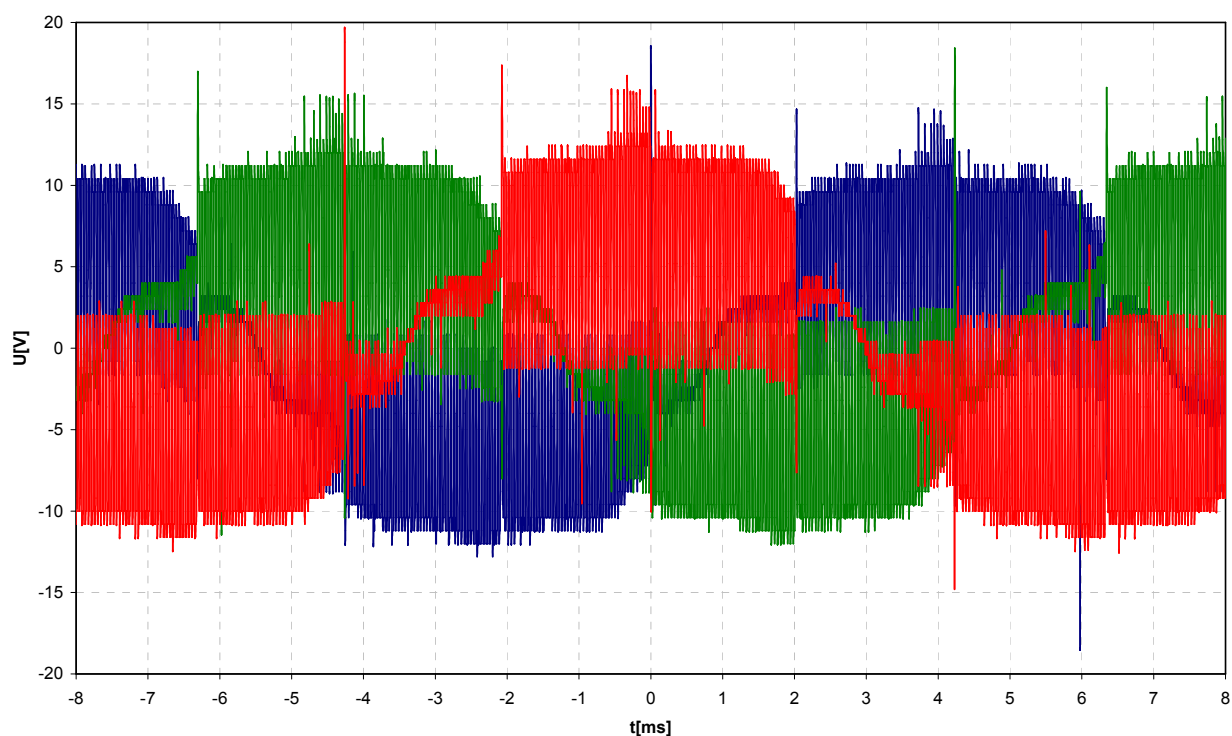
Obrázek 4.6: Proud fáze V , $s=1$ (nesynchronizováno s průběhem fázového napětí fáze V)



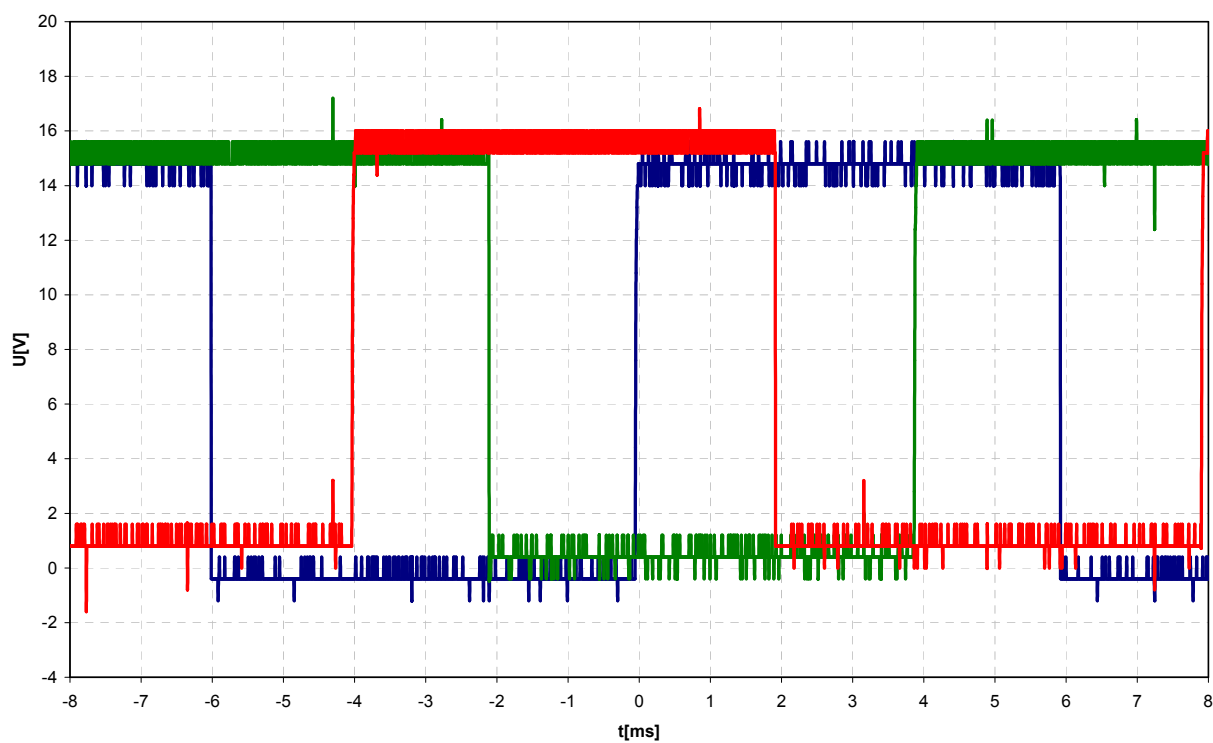
Obrázek 4.7: Proud fáze W , $s=1$ (nesynchronizováno s průběhem fázového napětí fáze W)



Obrázek 4.8: Odebíraný proud z meziobvodu měniče, $s=1$



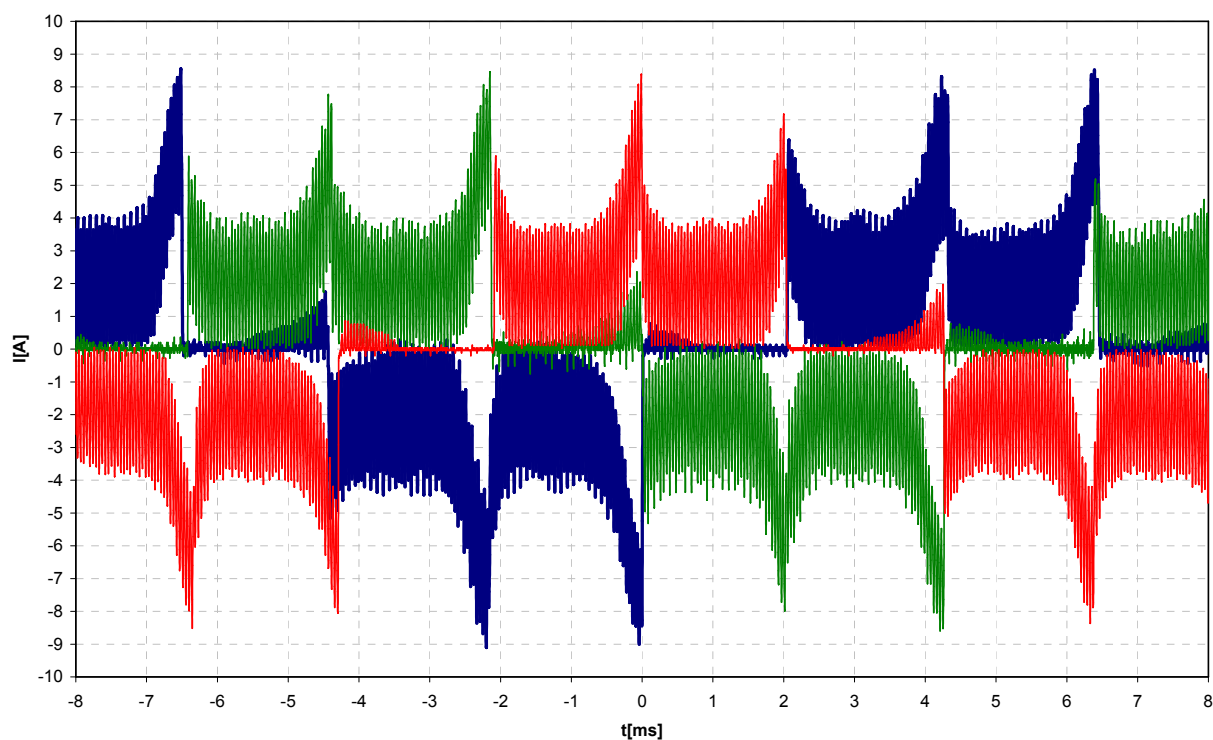
Obrázek 4.9: *Průběhy fázových napětí na motoru, $s=0,5$ (měřeno proti vyvedenému středu)*³



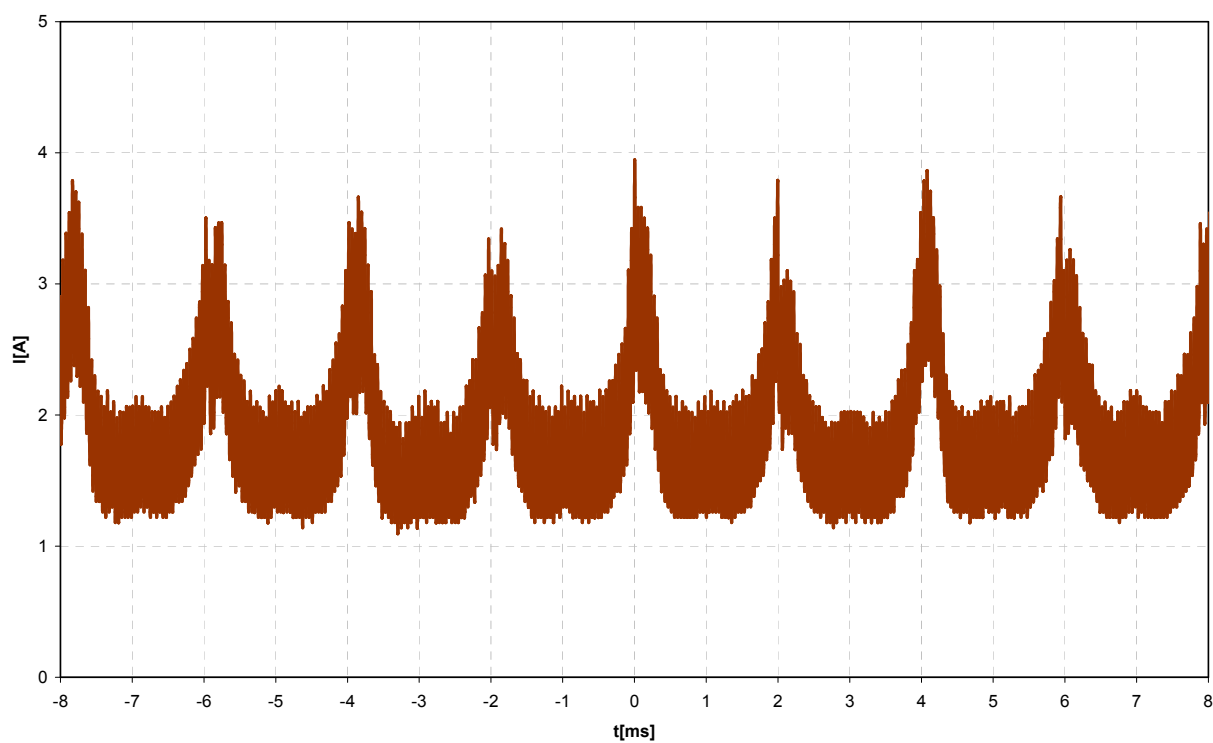
Obrázek 4.10: *Výstupní signály z Hallových sond, $s=0,5$* ⁴

³ U – modrá, V – zelená, W – červená

⁴ IN1 – modrá, IN2 – zelená, IN3 – červená

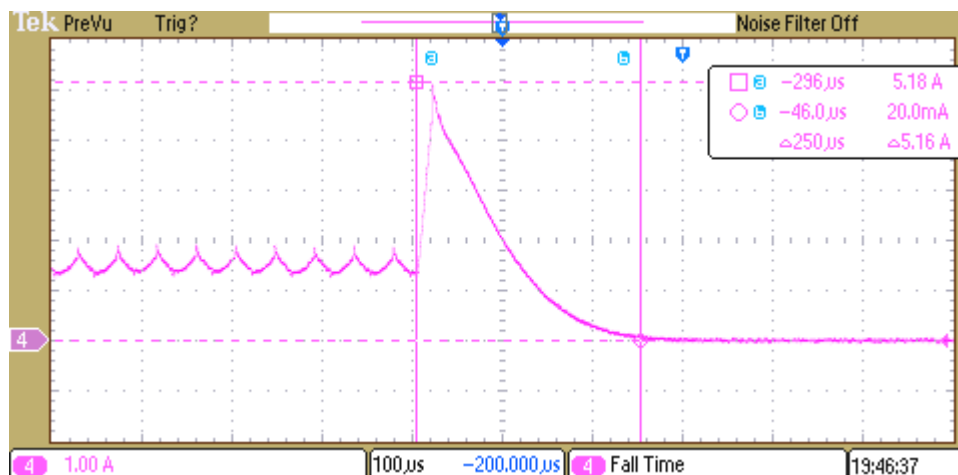


Obrázek 4.11: Fázové proudy, $s=0,5$ (synchronizováno s průběhy fázových napětí)⁵

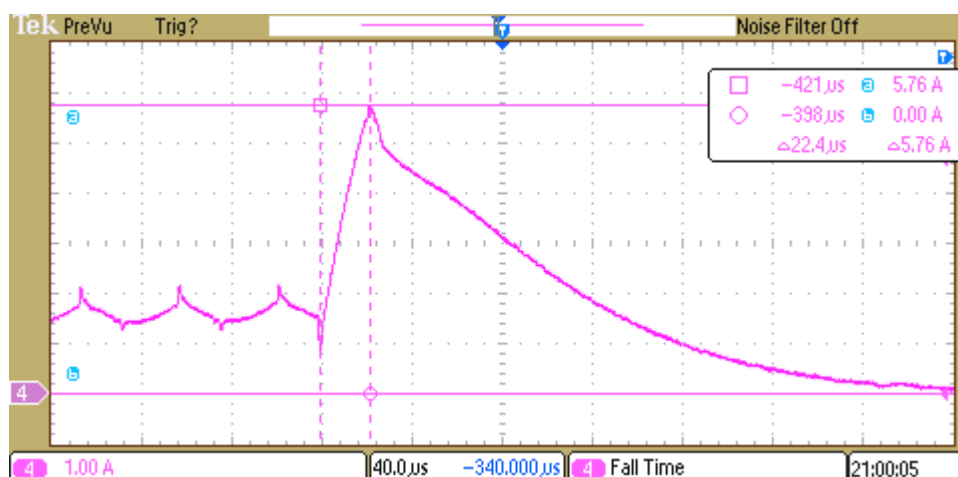


Obrázek 4.12: Odebíraný proud z meziobvodu měniče, $s=0,5$ ⁶

⁵ U – modrá, V - zelená, W - červená



Obrázek 4.13: Zánik proudu odebíraného z meziobvodu vlivem způsobení (sekundární) nadproudové ochrany při tvrdém mezifázovém zkratu; $s=0,5$, proud odebíraný z meziobvodu $I_{DC}=2\text{ A}$



Obrázek 4.14: Rychlost reakce sekundární nadproudové ochrany při tvrdém mezifázovém zkratu; $s=0,5$, proud odebíraný z meziobvodu $I_{DC}=2\text{ A}$

5 ZÁVĚR

V rámci této diplomové práce byl navržen kompaktní měnič s možností integrace do víka BLDC motoru G62VH334 od firmy ATAS Elektromotory Náchod a.s.. Vzhledem k co nejmenším možným rozměrům, nejnižší ceně a jednoduchosti byl měnič navržen výhradně s jednoúčelovými obvody. Měnič je navržen na dvou oddělených deskách plošných spojů. Schémata a desky plošných spojů byly vytvořeny v programu Altium Designer. Nosnou deskou je část výkonová, deska je oboustranná, kruhová o průměru 115 mm. Další deskou je část řídicí a ovládací elektroniky. Oboustranná deska tvaru kruhové výseče má stejný průměr jako nosná. Ve výsledku jsou přes distanční sloupky obě desky umístěny nad sebe. Této koncepcí bylo zvoleno z důvodu potlačení rušení řídicí elektroniky, ale i pro maximální využití prostoru v motoru určeného pro umístění měniče (viz. Obr.3.18).

Hlavním prvkem nacházejícím se ve výkonové části je modul pod označením FSBB15CH60C. Modul obsahuje topologii třífázového střídače s IGBT tranzistory a příslušné budiče pro jednotlivé tranzistory ve větvích. Výrobce je firma Fairchild. Odvod tepla z obvodu je zajištěn povrchem konstrukce motoru. Při maximální teplotě čipu 110 °C a teplotě okolí 60 °C by měl tepelný odpor chladicí plochy být 0,522 K/W. Vypočtená účinnost výkonového modulu je 91,8 %. Dalším prvkem desky je měření odebíraného proudu z meziobvodu, rychlá nadproudová ochrana (sekundární) a dvoupulzní usměrňovač se sběracími kondenzátory. Výkonová část byla na základě požadavků navržena pro provoz v napěťové hladině 230 V střídavých (napětí meziobvodu 300 V stejnosměrných). Maximální dovolená odebíraná hodnota středního proudu z meziobvodu je 5 A. Této hodnoty se dosahuje pouze v okamžiku krátkodobého momentového přetížení.

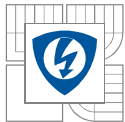
Klíčovým prvkem pro řízení celého měniče je obvod s označením LB11696V. Obvod vyžaduje minimální potřebu externích součástek. Obsahuje řídicí algoritmus, ochranu proti podpětí v napájecím obvodu, limitační nadproudovou ochranu (primární), rozdílové zesilovače pro Hallovy sondy atd. (viz. kap. 3.2). Výrobce je firma SANYO. Obvod je ovládán hradlovou logikou postavenou na obvodu NE556. Elektronika je napájena snižujícím měničem od výrobce MYRRA. Úroveň napájecího napětí je 15 V.

Měnič je ovládán čtyřmi tlačítky s funkcemi START, STOP, VPŘED a VZAD. Při chodu měniče je reverzace blokována z důvodu bezpečnosti. V případě přetížení reaguje integrovaná nadproudová ochrana (limitace) postupným snižováním střídavy. V případě tvrdého zkratu reaguje rychlá nadproudová ochrana (sekundární) trvalým vypnutím chodu měniče do opětovného stisku tlačítka START. V případě potřeby měření poskytuje elektronika obdélníkový signál vypovídající o skutečných otáčkách. Otáčky jsou snímány pomocí třech Hallových senzorů a řízeny (nastavovány) potenciometrem. V případě použití regulátoru pro řízení na konstantní otáčky je možné potenciometr odpojit a připojit výstup z regulátoru. Regulátor není předmětem návrhu.

Vzhledem k tomu, že firma ATAS dosud nedodala motor přizpůsobený pro napětí meziobvodu 300 V, bylo měření realizováno na motoru pro napětí meziobvodu 24 V o mechanickém výkonu 600 W a jmenovitém momentu 1,6 Nm. Díky skutečnosti, že motor v nezatíženém stavu při plných otáčkách ($s=1$) odebíral max. 4 A z meziobvodu, bylo možné funkci měniče otestovat, alespoň ve stavu naprázdno. Výstupy z měření popisují Obr.4.3 až 4.14.

LITERATURA

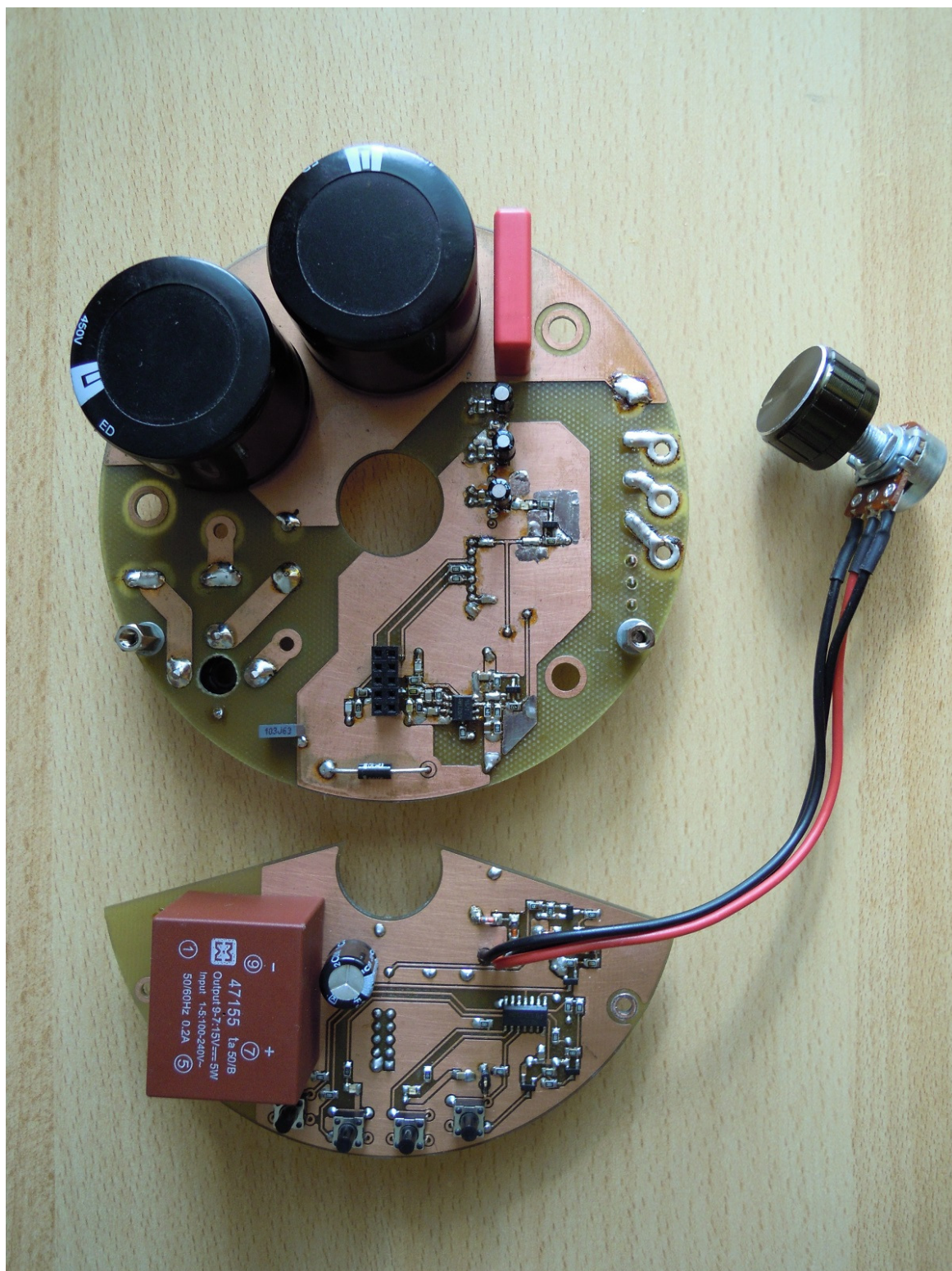
- [1] ŠIMON, Josef. Jak se dělá elektromotor. *Elektro* [online]. 2011, roč. 2011, č. 2 [cit. 2013-05-12]. Dostupné z: http://www.odbornecasopisy.cz/index.php?id_document=42921
- [2] Magnety FeNdB a SmCo. *Poziadavka.sk* [online]. © 2004 - 2012 [cit. 2013-05-12]. Dostupné z: <http://www.poziadavka.sk/ponuky/ponuka-44594/Magnety-FeNdB-a-SmCo>
- [3] Co je FERITOVÉ(KERAMICKÉ) MAGNET? Kde je NEODYMOVÉ MAGNETY VÝROBA? Kde koupit SEGMENTOVÝ MAGNETY(SMCO, NDFEB, FERIT, ALNICO) a PERMANENTNÍ MOTOR STATOR?. *Ferriteneodymiummagnetech* [online]. ©[2011] [cit. 2012-03-04]. Dostupné z: <http://www.ferriteneodymiummagnetech.org/3INDEX.HTM>
- [4] Magnety ze vzácných zemin. *SuperMagnety.cz* [online]. (c) 2003 [cit. 2013-05-12]. Dostupné z: <http://www.supermagnety.cz/cz/64/magnety-ze-vzacnych-zemin/>
- [5] VOREL, Pavel. *Synchronní stroje s permanentními magnety*. Vyd. 1. Brno: Akademické nakladatelství CERM, 2005. ISBN 8072044176.
- [6] YEDAMALE, Padmaraja. Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals. In: *Microchip Technology Inc.* [online]. 2003 [cit. 2013-05-12]. Dostupné z: [http://electrathonoftampabay.org/www/Documents/Motors/Brushless%20DC%20\(BLDC\)%20Motor%20Fundamentals.pdf](http://electrathonoftampabay.org/www/Documents/Motors/Brushless%20DC%20(BLDC)%20Motor%20Fundamentals.pdf)
- [7] 12.3. Power measurement. *Web-books.com* [online]. 2010 [cit. 2013-05-12]. Dostupné z: <http://www.web-books.com/eLibrary/ON/B1/B1396/095MB1396.html>
- [8] Hallova sonda. In: *Wikipedia: the free encyclopedia* [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2001- [cit. 2013-05-12]. Dostupné z: http://cs.wikipedia.org/wiki/Hallova_sonda
- [9] Ordering and documentation of components. In: *Untouchedyouth* [online]. 6.3.2011 [cit. 2013-05-12]. Dostupné z: <http://untouchedyouth.files.wordpress.com/2011/03/480-to-92.jpg>
- [10] STORR, Wayne. Position Sensors. *Electronics-Tutorials.ws* [online]. © 1999 – 2012, April 2012 [cit. 2013-05-12]. Dostupné z: http://www.electronics-tutorials.ws/io/io_2.html
- [11] Resolver. *Kwapil & Co* [online]. © 2011 [cit. 2013-05-12]. Dostupné z: <http://www.kwapil.cz/produkty/ltn/resolver/index.php>
- [12] ZIMMERMAN, Rhod. Resolvers as Velocity and Position Encoding Devices. *Control Sciences Incorporated* [online]. 2011-2013 [cit. 2013-05-12]. Dostupné z: http://controlsciences.com/resolver_application_data.php
- [13] FAIRCHILD SEMICONDUCTOR. *FSBB15CH60C Smart Power Module*. D. 2008, 17 s. Dostupné z: <http://www.fairchildsemi.com/ds/FS/FSBB15CH60C.pdf>
- [14] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky: Svazek 1* [online]. Brno, 2005 [cit. 2013-05-12]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/priloha.php?dpid=34772
- [15] VOREL, Pavel a Petr PROCHÁZKA. *Řídící členy v elektrických pohonech* [online]. Brno, 2007 [cit. 2013-05-12]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/priloha.php?dpid=21760



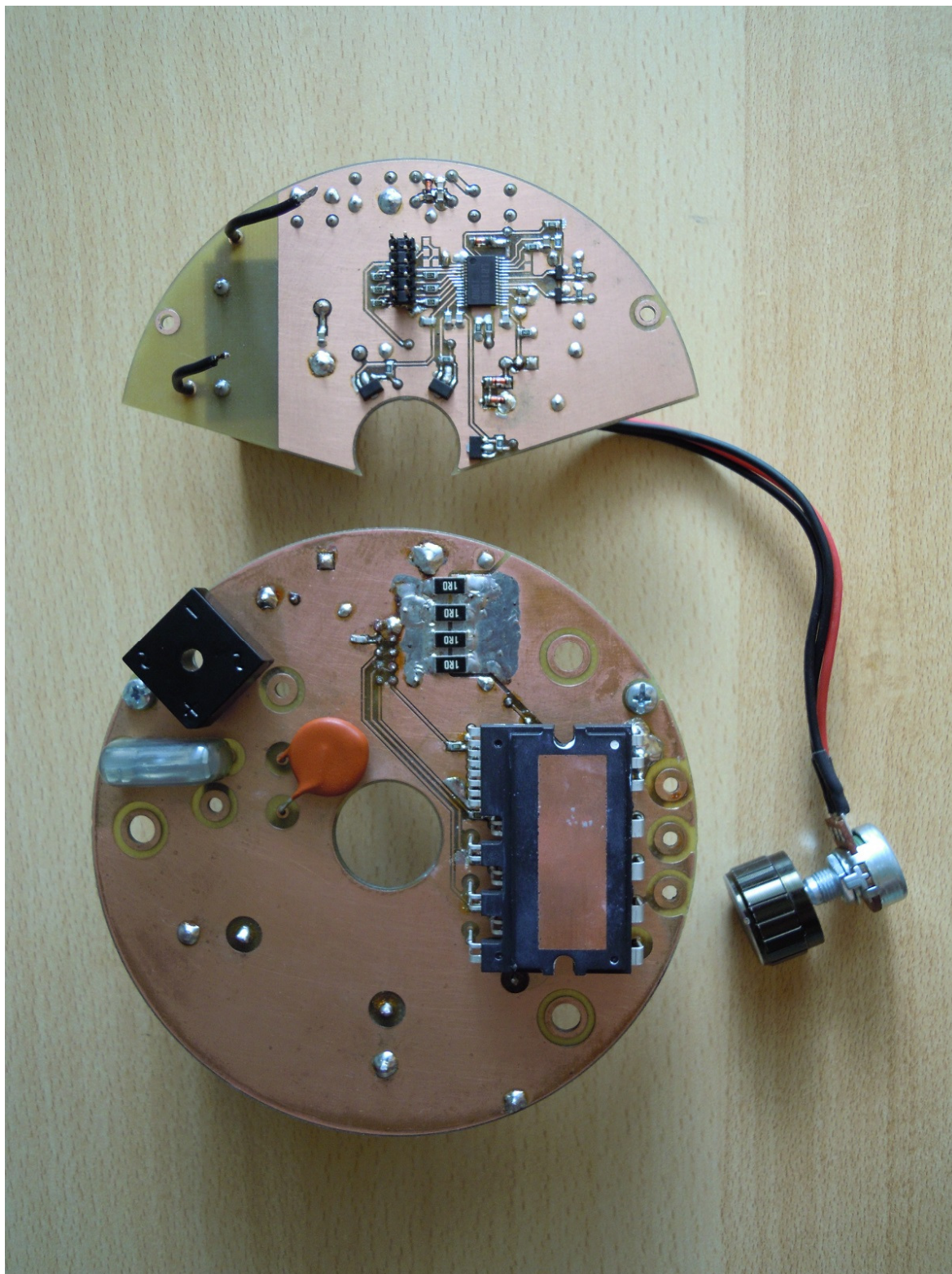
-
- [16] Rail-to-rail CMOS dual operational amplifier. *TS912, TS912A, TS912B* [online]. 2012, č. 2325, s. 21 [cit. 2013-05-12]. Dostupné z: <http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/datasheet/CD00000501.pdf>
- [17] PATOČKA, Miroslav. *1.část - usměrňovače, střídavé měniče napětí* [online]. Skriptum FEKT VUT, 2010 [cit. 2013-05-13]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/priloha.php?dpid=34263. Skripta. FEKT VUT.
- [18] SANYO SEMICONDUCTORS. *Direct PWM drive brushless motor predrive IC* [online]. 2004 [cit. 2013-05-13]. Dostupné z: http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/LB11696V-D.PDF
- [19] TEXAS INSTRUMENTS. *DUAL PRECISION TIMERS* [online]. DALLAS, 2006, 19 s. [cit. 2013-05-13]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ne555.pdf>
- [20] ATAS ELEKTROMOTORY NÁCHOD A.S. *Elektronicky komutovaný elektromotor G62VH334*. 2006-2008.
- [21] TOŠOVSKÝ, Petr. *Začínáme s návrhem DPS. Altium* [online]. 2012 [cit. 2013-05-13]. Dostupné z: <http://wiki.altium.com/pages/viewpage.action?pageId=25957392>
- [22] SANYO SEMICONDUCTORS. *Monolithic Digital IC For Brushless Motor Driver: APPLICATION NOTE* [online]. 2012, 38 s. [cit. 2013-05-13]. Dostupné z: http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/ANDLB11696V-D.PDF
- [23] MYRRA. *47000 SERIES - ELECTRONIC TRANSFORMERS* [online]. 2012, 5 s. [cit. 2013-05-13]. Dostupné z: http://www.soselectronic.cz/a_info/resource/a/pdf/myrra47000.pdf
- [24] SIEMENS. *Uni- and Bipolar Hall IC Switches for Magnetic Field Applications: TLE 4905 G* [online]. 1998-04-29, 14 s. [cit. 2013-05-13]. Dostupné z: <http://www.gme.cz/dokumentace/533/533-447/dsh.533-447.1.pdf>
- [25] DC COMPONENTS CO.,LTD. *Technical specifications of single-phase silicon bridge rectifier* [online]. 2000 [cit. 2013-05-13]. Dostupné z: <http://www.ges.cz/sheets/k/kbpc10w.pdf>
- [26] PANASONIC. *Large Can Aluminium Electrolytic Capacitors* [online]. 2005, 2 s. [cit. 2013-05-13]. Dostupné z: <http://www.gme.cz/dokumentace/123/123-436/dsh.123-436.1.pdf>
- [27] SEMTECH ELECTRONICS LTD. *1.5KE Series* [online]. 2006, 4 s. [cit. 2013-05-13]. Dostupné z: <http://www.gme.cz/dokumentace/222/222-222/dsh.222-222.1.pdf>
- [28] ON SEMICONDUCTOR. *BSS138LT1: Power MOSFET 200 mA, 50 V* [online]. 2005, 5 s. [cit. 2013-05-13]. Dostupné z: <http://www.gme.cz/dokumentace/912/912-044/dsh.912-044.1.pdf>
- [29] SEMTECH ELECTRONICS LTD. *1N4148: SILICON EPITAXIAL PLANAR DIODE* [online]. 2007, 4 s. [cit. 2013-05-13]. Dostupné z: <http://www.gme.cz/dokumentace/220/220-003/dsh.220-003.1.pdf>
- [30] BOURNS. *CRM2512 - Pulse Resistant Power Resistor* [online]. 2013, 3 s. [cit. 2013-05-13]. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/1695365.pdf>

PŘÍLOHY

Příloha-1: Kompletně osazená výkonová a řídicí část – Top layer



Příloha-2: Kompletně osazená výkonová a řídicí část – Bottom layer



Příloha-3: Detail sesazení obou DPS

